

VŠB -Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Moderní topologie víceúrovňových napěťových střídačů
s redukováným počtem spínacích prvků
Modern Topologies of Multilevel Voltage Inverters with Reduced
Number of Switches

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Petr Piegrzym**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika
Téma: **Moderní topologie víceúrovňových napět'ových střídačů s redukováným počtem spínacích prvků**
Modern Topologies of Multilevel Voltage Inverters with Reduced Number of Switches
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretický rozbor základních i moderních topologií víceúrovňových napět'ových střídačů, uveďte jejich výhody a nevýhody.
2. Vytvořte a popište vhodné modulační strategie pro zadané konfigurace víceúrovňových střídačů.
3. V prostředí OrCAD/PSpice nebo Matlab Simulink sestavte a odlaďte podrobné simulační modely zadaných topologií.
4. Na základě získaných dat proveďte srovnání řešených konfigurací víceúrovňových napět'ových střídačů z hlediska spínacích ztrát a celkového harmonického zkreslení.

Seznam doporučené odborné literatury:

1. M. Ebadpour, M. Sharifian and S. Hosseini, "A New Structure of Multilevel Inverter with Reduced Number of Switches for Electric Vehicle Applications," Energy and Power Engineering, Vol. 3 No. 2, 2011, pp. 198-205.
2. S. N. Rao, D. V. A. Kumar and C. S. Babu, "New multilevel inverter topology with reduced number of switches using advanced modulation strategies," Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on, Sri Rangalatchum Dindigul, 2013, pp. 693-699.

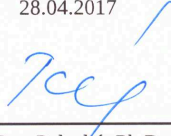
Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího diplomové práce.

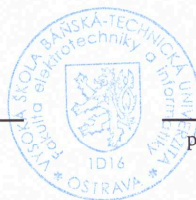
Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017


doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 25. dubna 2017


.....
pódpis

Děkuji Ing. Aleši Havlovi, Ph.D., za cenné rady, věcné připomínky a vstřícnost při konzultacích.

Abstrakt

Tato práce se zaměřuje na moderní topologie víceúrovňových napěťových střídačů s redukováným počtem spínačů. V teoretické části jsou kromě těchto střídačů rozebrány také klasické topologie víceúrovňových střídačů a jejich metody řízení. V praktické části jsou pomocí programu Matlab/Simulink nasimulovány vybrané moderní topologie střídačů řízené subharmonickou PWM. Simulace je zaměřena především na posouzení THD a celkových ztrát střídačů.

Klíčové slova

Víceúrovňový střídač s redukováným počtem spínačů, Subharmonická PWM, Celkové ztráty, Celkové harmonické zkreslení.

Abstract

This thesis is focused on modern topologies of multilevel inverters with reduced number of switches. In addition to these inverters are also discussed the classical topologies of multilevel inverters and their control methods in theoretical part of the thesis. Modern topologies of inverters controlled with subharmonic PWM are built in the Matlab/Simulink program and described in practical part of the thesis. Simulations are focused especially on analyzes of THD and total power losses.

Key words

Multilevel inverter with reduced number of switches, Subharmonic PWM, Total losses, Total harmonic distortion.

Obsah

Obsah.....	- 5 -
Seznam fyzikálních veličin Seznam symbolů a zkratk	- 6 -
1. Úvod.....	- 7 -
2. Víceúrovňové střídače.....	- 8 -
2.1. Kaskádní víceúrovňový měnič.....	- 9 -
2.2. Víceúrovňové měniče s upínacími diodami	- 12 -
2.3. Víceúrovňové měniče s plovoucími kondenzátory	- 14 -
2.3.1. Balancování napětí na plovoucím kondenzátoru.....	- 16 -
2.4. Modulární víceúrovňové měniče.....	- 17 -
3. Víceúrovňové střídače s redukováným počtem spínačů	- 19 -
3.1. Obecné symetrické zapojení víceúrovňového měniče	- 19 -
3.2. Obecné asymetrické zapojení víceúrovňového měniče.....	- 21 -
3.3. Sedmiúrovňový střídač se třemi stejnosměrnými zdroji a šesti výkonovými spínači	- 23 -
3.4. Submodulární topologie víceúrovňového měniče	- 25 -
4. Modulace, její parametry a rozdělení.....	- 30 -
4.1. Modulační index.....	- 30 -
4.2. Frekvenční poměr.....	- 31 -
4.3. Rozdělení modulací.....	- 32 -
4.4. Modulace víceúrovňových střídačů.....	- 32 -
4.4.1. Subharmonická PWM	- 33 -
4.4.2. Vektorová modulace	- 35 -
5. Simulace víceúrovňových střídačů s redukováným počtem spínačů	- 37 -
5.1. Nastavení simulace a tvorba obvodu.....	- 37 -
5.2. Určení THD a výpočet spínacích ztrát	- 39 -
5.3. Simulace symetrického střídače se čtyřmi zdroji a šesti spínači.....	- 42 -
5.4. Simulace symetrického střídače se třemi zdroji a šesti spínači.....	- 44 -
5.5. Simulace asymetrického střídače se dvěma zdroji a sedmi spínači.....	- 47 -
5.6. Simulace asymetrického střídače se dvěma zdroji a osmi spínači	- 50 -
6. Výsledky	- 53 -
6.1. Hodnoty THD.....	- 53 -
6.1.1. Sedmiúrovňové střídače	- 53 -
6.1.2. Dvouúrovňový střídač ve trojfázovém zapojení.....	- 58 -
6.2. Celkové ztráty	- 60 -
6.3. Diskuze výsledků	- 61 -
7. Závěr	- 62 -
8. Literatura	- 63 -

Seznam fyzikálních veličin

A_m	Amplituda modulačního signálu	(V)
A_n	Amplituda nosného signálu	(V)
C	Kondenzátor	(F)
E_{COND}	Energie vedením	(J)
E_{OFF}	Energie vypínání	(J)
E_{ON}	Energie zapínání	(J)
E_{SW}	Energie spínáním	(J)
f_m	Frekvence modulačního signálu	(Hz)
f_n	Frekvence nosného signálu	(Hz)
f_{out}	Frekvence výstupního signálu	(Hz)
f_{SW}	Spínací frekvence	(Hz)
I_C	Proud kolektoru	(A)
I_{S5}	Proud spínače S_5	(A)
I_{S6}	Proud spínače S_6	(A)
I_Z	Proud zátěže	(A)
I_2	Proud s hodnotou 2A	(A)
I_3	Proud s hodnotou 3A	(A)
L	Indukce	(H)
M	Modulační index	(-)
P_{tot}	Celkové ztráty	(W)
R	Rezistor	(Ω)
R_{CE}	Odpor kolektor-emitor	(Ω)
R_{on}	Odpor sepnutého spínače	(Ω)
R_s	Snubber odpor	(Ω)
THD	Celkové harmonické zkreslení	(%)
T_z	Spínací perioda	(s)
t_{COND}	Doba sepnutí spínače	(s)
$t_{d(OFF)}$	Zpoždění při vypnutí (off)	(s)
$t_{d(ON)}$	Zpoždění při zapnutí (on)	(s)
t_f	Doba poklesu	(s)
t_{I2}	Doba vedení proudu I_2	(s)
t_{I3}	Doba vedení proudu I_3	(s)
t_{off}	Doba vypínání spínače	(s)
t_{on}	Doba zapínání spínače	(s)
t_r	Doba nárůstu	(s)
U_{CE}	Napětí kolektor – emitor	(V)
U_d	Napětí DC napájecího zdroje	(V)
U_o	Výstupní napětí	(V)
U_z	Napětí na zátěži	(V)
\vec{V}	Vektor	(V)
$\overrightarrow{V_{ref}}$	Modul referenčního vektoru	(V)
Z	Impedance	(Ω)
η	Účinnost	(%)

Seznam symbolů a zkratek

A, B, C	Označení fází
APOD	Alternative POD
D	Dioda
DC	Stejnoseměrný
h	Počet vyšších harmonických
k	Počet sepnutí za periodu
max	Maximální hodnota
N_{signal}	Počet nosných signálů
N_{step}	Počet úrovní výstupního napětí
N_{vektor}	Počet vektorů
n	Počet stejnosměrných zdrojů
PD	Phase Disposition
POD	Phase Opposition Disposition
PSC	Phase Shifted Carrier
PWM	Pulzně šířková modulace
p	Frekvenční poměr
rms	Efektivní hodnota
S	Počet výkonových spínačů
S_{1-8}	Výkonový spínač
SM	Submodul
T_{1-8}	Obecný jednosměrný spínač
x	Obecné celé číslo

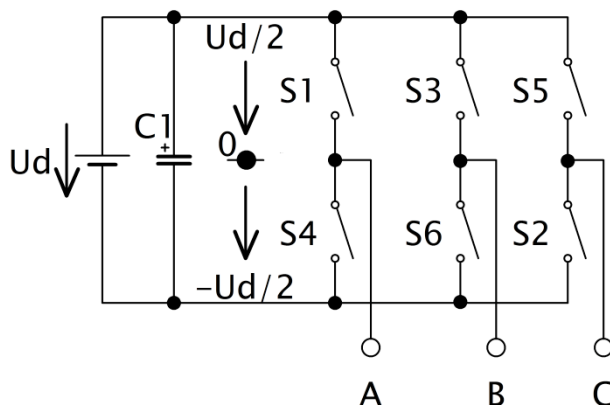
1. Úvod

V moderním průmyslovém odvětví se nachází velké množství pohonů, které jsou výhodně řízené pomocí výkonových měničů. Často používané jsou nepřímé měniče kmitočtu, které se skládají z usměrňovače, meziobvodu a střídače. V této práci budou podrobněji rozebrány střídače, respektive víceúrovňové střídače a jejich moderní topologie s redukováním počtem spínacích prvků. Střídače obecně přeměňují stejnosměrné napětí na střídavé s příslušnou velikostí a kmitočtem. Stejnosměrné vstupní napětí střídače je dáno napětím meziobvodu. Víceúrovňové střídače umožňují získat na výstupu větší počet napěťových úrovní, dokážou tedy lépe rozložit vstupní napětí mezi jednotlivé spínače. Díky této vlastnosti se víceúrovňové střídače používají zejména v oblastech vysokonapěťových, kde by u dvouúrovňových střídačů docházelo k nadměrnému napěťovému namáhání spínačů. Z důvodů rostoucího počtu aplikací víceúrovňových střídačů vznikají i jejich moderní topologie s redukováním počtem spínacích prvků nebo zdrojů. Tyto redukce vedou k poklesu ceny měniče a jeho velikosti. S rostoucím počtem úrovní střídače roste i jeho složitost řízení, ale snižuje se celkové harmonické zkreslení výstupního fázového napětí. Veškeré metody řízení víceúrovňových střídačů vycházejí ze známých metod pro dvouúrovňové střídače, ovšem některé moderní topologie mohou vyžadovat speciální požadavky na řízení. Pro patřičnou aplikaci se vhodnost střídače posuzuje z hlediska počtu použitých komponentů, účinnosti a celkového harmonického zkreslení.

V první části této práce budou teoreticky rozebrány jak známá zapojení víceúrovňových střídačů, tak i moderní topologie s redukováním počtem spínačů. Rovněž zde budou popsány modulační metody a způsoby řízení střídačů. V praktické části budou poté vybrané topologie střídačů s redukováním počtem spínačů nasimulovány s vhodnými typy modulačních metod. Simulace bude provedena jak pro odporovou, tak i odporově induktivní zátěž a bude zaměřena zejména na určení velikosti THD výstupního fázového napětí a celkových ztrát střídače. Tyto parametry budou stěžejními údaji pro vzájemné porovnání jednotlivých topologií a způsobu jejich řízení.

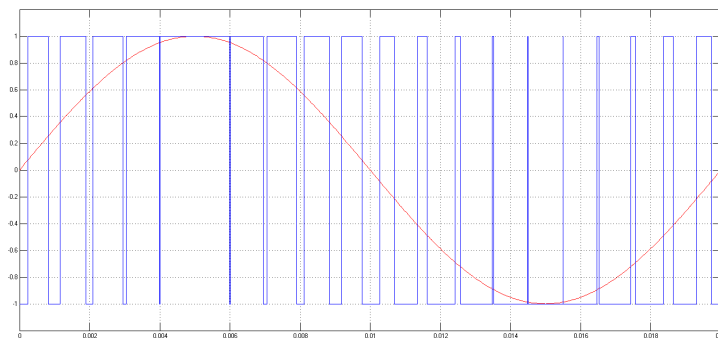
2. Víceúrovňové střídače

Střídač je typ měniče tvořený výkonovými spínacími součástkami (GTO, IGCT, IGBT), které vhodnou spínací kombinací přivádějí vstupní napětí na výstup střídače. Základní struktura střídače je na Obr. 2. 1.

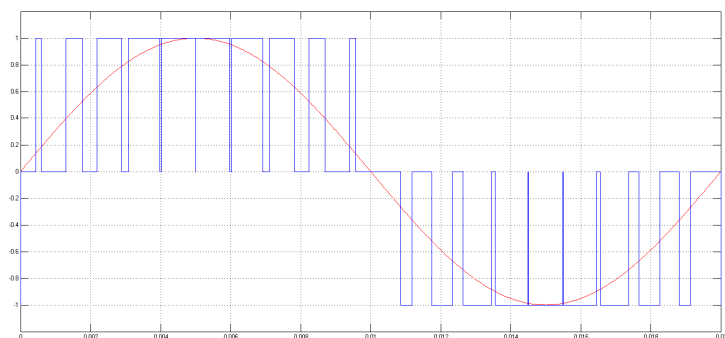


Obr. 2. 1. Principiální schéma třífázového dvouúrovňového střídače napětí

Měnič je složen z šesti výkonových spínacích součástek a k nim antiparalelně připojeným diodám, které jsou nezbytné při spínání indukivní zátěže. Algoritmus spínání určuje hodnotu výstupního napětí. Při sepnutí jednoho z horních spínačů (S_1, S_3, S_5) je výstupní fázové napětí vůči pomyslnému nulovému bodu (0) rovno $+U_d/2$, naopak při sepnutí jednoho z dolních spínačů (S_4, S_6, S_2) je výstupní hodnota napětí opět vůči pomyslnému nulovému bodu (0) $-U_d/2$. Podle kombinace sepnutých horních a dolních spínačů je získáno požadované napětí na výstupu střídače. Zároveň je třeba zajistit, aby nedošlo k současnému sepnutí obou spínacích součástek z jedné větve, poté by nastal zkrat meziobvodu. Požadavky na střídač ve výkonových (vysokonapěťových) aplikacích narážejí na základní problém, a tím je napěťové namáhání spínačů. Spínací součástky ve výše uvedeném zapojení jsou namáhány celým napětím meziobvodu. Problematiku lze řešit dvěma způsoby, prvním je sériové zapojení více spínačů. Tato varianta se však v praxi nevyužívá, jelikož nelze dosáhnout shodných dynamických parametrů daných spínačů (nelze spolehlivě sepnout současně oba spínače). Druhý způsob spočívá v použití víceúrovňových střídačů, které umožňují získat na výstupu větší počet napěťových úrovní, dokáží tedy lépe zpracovat vysoké vstupní napětí. Na následujících obrázcích vidíme příklady promodulovaných výstupních průběhů fázového napětí střídače spolu s referenčním sinusovým signálem.



Obr. 2. 2. Promodulované fázové napětí dvouúrovňového střídače (modré)



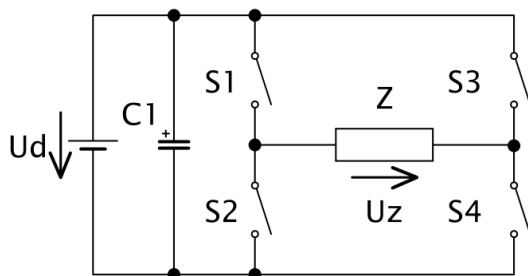
Obr. 2. 3. Promodulované fázové napětí tříúrovňového střídače (modré)

Odstranění problematiky napěťového zatížení spínačů u víceúrovňových měničů spočívá v rozložení napětí meziobvodu mezi jednotlivé spínače. Je tedy nezbytné, aby docházelo k přepínání pouze mezi sousedícími napěťovými hladinami, jinak by opět nastalo větší napěťové namáhání spínačů. Větší počet úrovní střídače s sebou přináší kromě zvýšení napěťové zatížitelnosti také snížený obsah vyšších harmonických složek ve výstupním napětí se zachováním spínací frekvence. Dále snížení spínacích ztrát, problematiky s odrazy vln, menší elektromagnetické rušení a vyšší účinnost. [1]

S vyšším počtem napěťových hladin však značně roste složitost řízení a zvětšuje se počet spínacích prvků, který má za následek zvýšení ceny měniče. Z těchto důvodů vznikají nejrozumnější moderní topologie víceúrovňových střídačů se sníženým počtem spínačů. Veškeré kombinace vycházejí ze základních zapojení, které budou v následujících podkapitolách podrobněji rozebrány.

2.1. Kaskádní víceúrovňový měnič

Jedná se vůbec o první topologii víceúrovňového měniče vyvinutou v roce 1975. Tento typ měniče je často využíván v hybridních pohonech, dále jako měnič pro fotovoltaické články, baterie a přírodní obnovitelné zdroje. Měnič je složen z kaskádního zapojení H-můstku. Na Obr. 2. 3 vidíme zapojení 1 fázového H-můstku. Jeho spínací kombinaci popisuje níže uvedená tabulka Tab. 2. 1. Každý můstek je složen ze samostatného stejnosměrného zdroje, kondenzátoru a 4 výkonových spínačů obsahujících 4 zpětné diody. [2]



Obr. 2. 3. Obecné schéma jednofázového H-můstku a jeho spínací kombinace

Tab. 2. 1. Spínací kombinace jednofázového H-můstku

S1	S2	S3	S4	U _z
1	0	0	1	U _d
0	1	0	1	0
1	0	1	0	0
0	1	1	0	-U _d

Víceúrovňový kaskádní měnič je potom tvořen sériovým zapojením jednotlivých H-můstků. Budou-li se všechny DC zdroje můstků rovnat, jedná se o symetrický víceúrovňový střídač, kde počet úrovní výstupního napětí je definován vztahem:

$$N_{step} = 2 * n + 1 \quad (2.1)$$

a maximální napětí na zátěži určíme jako:

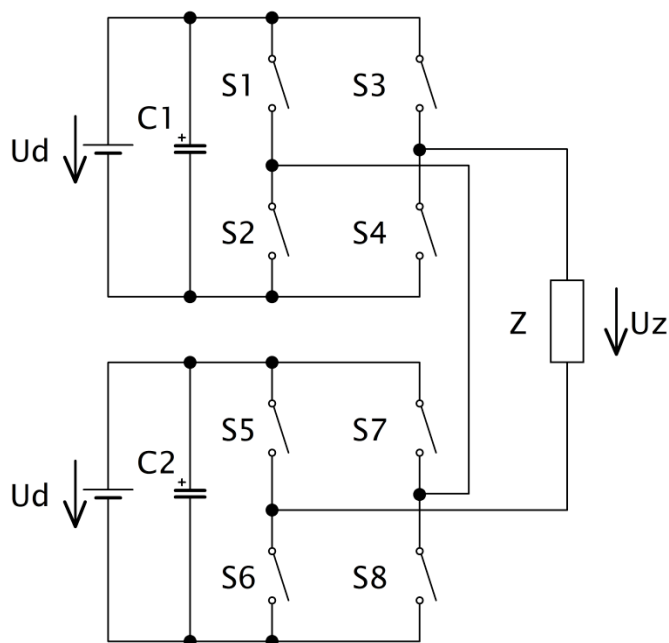
$$U_{z\ max} = n * U_d \quad (2.2)$$

npočet stejnosměrných zdrojů

U_dhodnota stejnosměrného napájecího zdroje

Asymetrický víceúrovňový střídač je tvořen rozdílnými hodnotami napájecích zdrojů základních H-můstků. Jeho výhoda oproti symetrickému zapojení spočívá ve schopnosti generovat větší počet výstupních napěťových úrovní z celkového výstupního napětí při stejném počtu H-můstků.

Příklad pětiúrovňového střídače je zobrazen níže na Obr. 2. 4.



Obr. 2. 4. Principiální schéma pětiúrovňového jednofázového kaskádního střídače

Střídač je tvořen dle vzorce (2.1), zapojením dvou H-můstek. Počet spínacích kombinací je součinem spínačů příslušných můstků, tedy v tomto případě to bude 16 (4x4). Z tabulky Tab. 2. 2 je patrné nabývání příslušných hodnot dle stavů sepnutých spínačů.

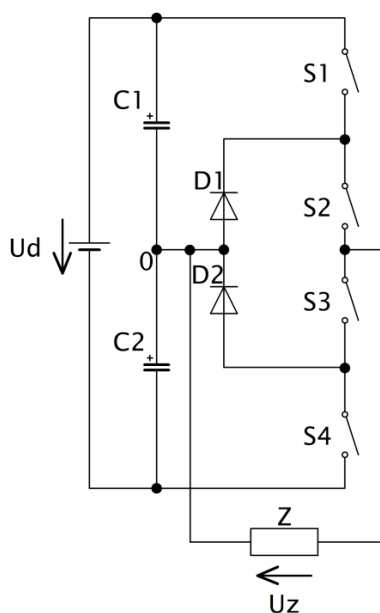
Tab. 2. 2. Spínací kombinace pětiúrovňového kaskádního střídače

HORNÍ MŮSTEK					
DOLNÍ MŮSTEK		S2+S3	S1+S4	S1+S2	S3+S4
	S6+S7	+2U _d	0	+U _d	+U _d
	S5+S8	0	-2U _d	-U _d	-U _d
	S5+S6	+U _d	-U _d	0	0
	S7+S8	+U _d	-U _d	0	0

Z tabulky je patrné, že řídicí logika s výhodou využívá redundantní spínání, kdy stejnou hodnotu výstupní napěťové hladiny získáme pomocí většího počtu spínacích kombinací. Výhodou kaskádních měničů je jejich jednoduchost a identické zapojení můstků, čímž vzniká snadnější a levnější sériovost výroby. Nevýhodou však zůstává potřeba separátních zdrojů můstků.

2.2. Víceúrovňové měniče s upínacími diodami

Roku 1981 byla představena první topologie tříúrovňového měniče s upínacími diodami. Jednalo se o první publikovaný návrh víceúrovňového měniče využívajícího pouze jeden zdroj stejnosměrného napětí. Následně byly zveřejněny také jeho čtyř, pěti a šestiúrovňové varianty. Základní zapojení tříúrovňového střídače je zobrazeno na Obr. 2. 5. [2]



Obr. 2. 5. Obecné schéma tříúrovňového jednofázového střídače s upínacími diodami

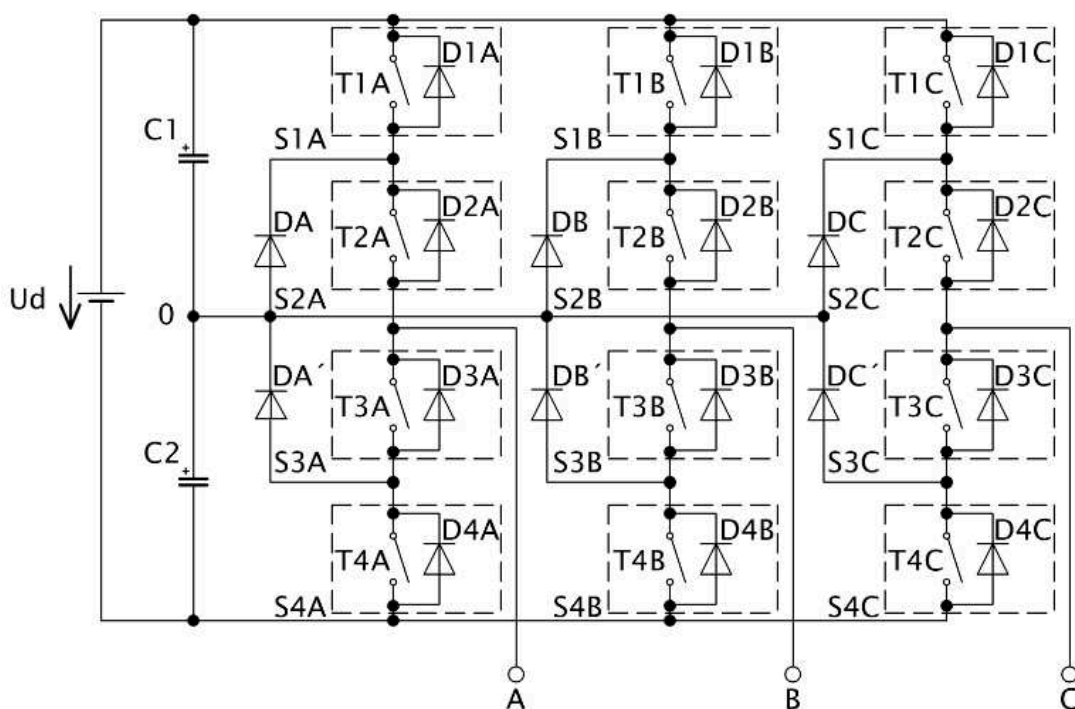
Střídač obsahuje jeden napájecí stejnosměrný zdroj, dva kondenzátory (C_1 , C_2), dvě upínací diody (D_1 , D_2) a čtyři spínací součástky spolu se zpětnými diodami (S_1 - S_4). Kondenzátory plní funkci napěťového děliče a je nezbytné na nich udržet rovnoměrně rozdělené vstupní napětí. Toho docílíme pomocí upínacích diod, které jsou upnuty k nulovému bodu. Výkonové spínací součástky jsou rozděleny do dvou dvojic S_1+S_3 a S_2+S_4 , kdy spínání probíhá komplementárně, tedy je vždy sepnut pouze jeden spínač z příslušné dvojice.

Jedná se o tříúrovňový střídač, výstupní napětí tedy může opět nabývat hodnot $\pm U_d/2$ a 0. Potřebné kombinace sepnutí spínačů pro získání požadované výstupní hladiny je popsáno v tabulce Tab. 2. 3. Stav „nelze“ je zakázán z důvodu ochrany spínačů před vyrovnávacím proudem. Z tabulky je patrné, že nelze využívat redundantní spínání, jak tomu bylo v předchozí topologii.

Tab. 2. 3. Spínací kombinace tříúrovňového střídače s upínacími diodami

S1	S2	S3	S4	U_z
0	0	1	1	$-U_d/2$
0	1	1	0	0
1	0	0	1	Nelze
1	1	0	0	$U_d/2$

Tří fázový měnič vznikne přidáním dalších dvou fází, viz Obr. 2. 6. Zapojení všech fází střídače je shodné. Všechny fáze střídače jsou připojené ke společnému nulovému bodu. Toto propojení ovšem způsobuje vzájemné ovlivňování fází.



Obr. 2. 6. Obecné zapojení tříúrovňového třífázového střídače s upínacími diodami

Tab. 2. 4. Spínací kombinace tříúrovňového třífázového střídače s upínacími diodami

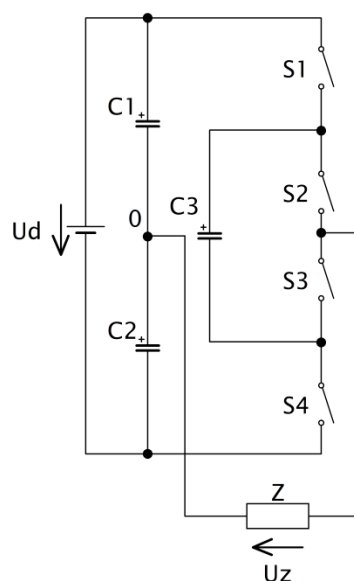
U_A, U_B, U_C		$-U_d/2$	0	$U_d/2$
I_{zA}	> 0	D_{3A}, D_{4A}	D_A, S_{2A}	T_{1A}, T_{2A}
I_{zB}		D_{3B}, D_{4B}	D_B, S_{2B}	T_{1B}, T_{2B}
I_{zC}		D_{3C}, D_{4C}	D_C, S_{2C}	T_{1C}, T_{2C}
I_{zA}	< 0	T_{3A}, T_{4A}	$D_{A'}, T_{3A}$	D_{1A}, D_{2A}
I_{zB}		T_{3B}, T_{4B}	$D_{B'}, T_{3B}$	D_{1B}, D_{2B}
I_{zC}		T_{3C}, T_{4C}	$D_{C'}, T_{3C}$	D_{1C}, D_{2C}

Značnou nevýhodou tohoto měniče je kolísání napětí na kapacitním děliči. Tento nežádoucí stav se s větším počtem výstupních úrovní napětí prohlubuje, proto se nejčastěji používá ve výkonové elektronice tříúrovňové zapojení. Kolísání napětí s sebou přináší nestejnoměrné zatěžování spínačů, větší zatížení upínacích diod. V porovnání s kaskádní topologií je zde potřeba většího počtu součástek, ale pouze jednoho napájecího zdroje.

Výhoda této topologie spočívá v jednoduchosti řízení. S rostoucím počtem napěťových hladin se zkreslení výstupního signálu zmenšuje, ovšem na úkor výše zmíněného rostoucího kolísání napětí na kapacitním děliči.

2.3. Víceúrovňové měniče s plovoucími kondenzátory

Topologie víceúrovňových měničů s plovoucími kondenzátory vznikla v roce 1992. Byla vyvinuta z předchozího zapojení (upínacích diod), se snahou minimalizovat požadavky na rovnoměrné zatížení kondenzátorů. Upínací diody jsou v tomto případě nahrazeny plovoucími kondenzátory, při 3fázovém zapojení je rovněž vynechán vstupní kapacitní dělič. Jednofázový tříúrovňový měnič je nejjednodušší koncepcí této topologie, zobrazen na Obr. 2. 7. [3]



Obr. 2. 7. Obecné zapojení tříúrovňového jednofázového střídače s plovoucími kondenzátory

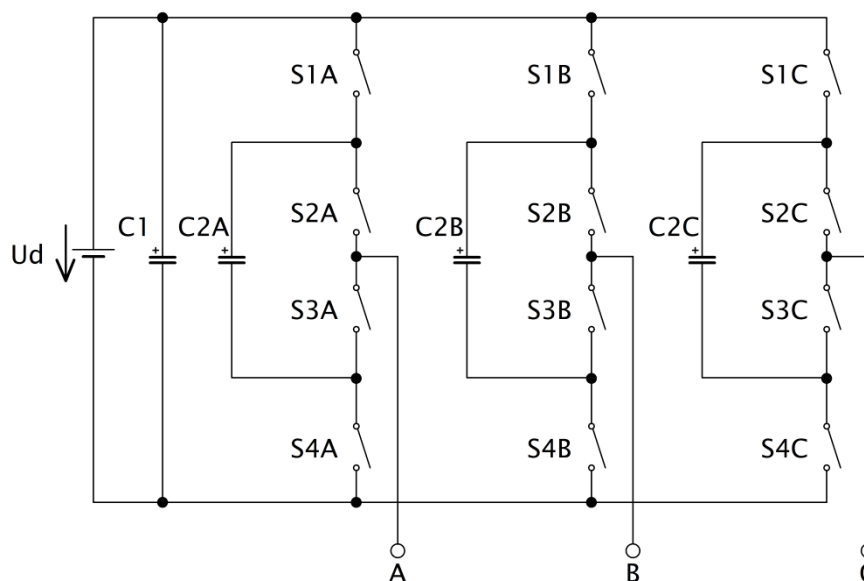
Výše zmíněné zapojení se skládá z napěťového děliče, který je tvořen kondenzátory C_1 , C_2 , plovoucího kondenzátoru C_3 , výkonových spínačů (S_1 až S_4) pro obousměrný tok proudu a obecné zátěže Z . U jednofázového zapojení je zátěž připojena mezi spínače S_2 - S_3 a k nulovému bodu meziobvodu (0), vytvořeného kapacitním děličem. Projevuje se zde opět kolísání napětí na kondenzátorech stejně jako v předchozí topologii.

Spínání výkonových spínačů probíhá komplementárně (S_1 - S_4 a S_2 - S_3), tedy při sepnutí S_1 je vypnutý S_4 a naopak. Rovněž zde je zakázáno sepnout současně S_1 a S_4 , které by vedlo ke zničení spínačů v důsledku zkratování vstupního zdroje. Příslušné hladiny výstupního napětí a jejich kombinace sepnutých spínačů jsou popsány v tabulce Tab. 2. 5. Nulová hodnota výstupního fázového napětí je získána pomocí plovoucího kondenzátoru. Z tabulky je patrné, že se jedná o redundantní spínání.

Tab. 2. 5. Spínací kombinace jednofázového tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory

S1	S2	S3	S4	U_z
0	0	1	1	$-U_d/2$
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
1	1	0	0	$U_d/2$

Třífázové zapojení měniče je zobrazeno na Obr. 2. 8. Je patrné, že jednotlivé fáze nejsou vzájemně propojeny ke společnému středu. Nevznikají tedy komplikace s kolísáním napětí, jelikož nejsou fáze navzájem ovlivnitelné, mohou se řídit samostatně.



Obr. 2. 8. Obecné zapojení tříúrovňového třífázového střídače s plovoucími kondenzátory

Měniče s topologií plovoucích kondenzátorů se vzhledem k většímu množství kapacit mohou využívat v oblastech, kde dochází k poklesům sítě a krátkodobým výpadkům napájecího zdroje. Značné množství kondenzátorů je ovšem ekonomicky a prostorově nevýhodné oproti metodě s upínacími diodami. Dalším záporem této metody je poměrně složité řízení s ohledem na pozorování napětí na jednotlivých plovoucích kondenzátorech a rovněž spínací ztráty jsou vysoké.[3]

2.3.1. Balancování napětí na plovoucím kondenzátoru

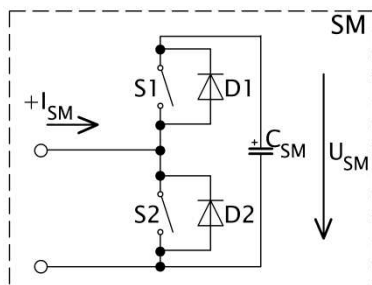
Problematika balancování napětí na plovoucím kondenzátoru je poměrně rozsáhlá a není cílem této práce, proto zde bude jen velmi krátce zmíněna. Plovoucí kondenzátor na Obr. 2. 7 označený jako C_3 je připojen mezi komplementární dvojici spínačů, tedy kladný pól před spínač S_2 a záporný pól za spínač S_3 . Název plovoucí kondenzátor znamená, že se potenciál jeho svorek může měnit v závislosti na potenciálu stejnosměrného meziobvodu. Jmenovité napětí na plovoucím kondenzátoru je poloviční vůči napětí meziobvodu. Napětí na kondenzátoru je ovlivněno polaritou zatěžujícího proudu. Bude-li proud zátěže kladný, dochází při sepnutí S_2 a S_4 k vybíjení kondenzátoru. K nabíjení kondenzátoru dochází, sepnou-li se spínače S_1 a S_3 . Při záporném proudu nastává opačný jev.

Při sepnutí příslušné kombinace spínačů je napětí na zátěži určeno dle druhého Kirchhoffova zákona, tedy součtem napětí na plovoucím kondenzátoru C_3 a napětím na kondenzátoru C_1 ($U_d/2$) nebo C_2 ($-U_d/2$) v závislosti na kombinaci sepnutých spínačů. Z tohoto důvodu je nezbytné na plovoucím kondenzátoru udržovat jmenovité napětí ($U_d/2$), aby byl součet napětí v uzavřené smyčce roven 0V.

Tento stav je zajištěn buď pomocnými obvody, nebo tzv. balancováním napětí na plovoucím kondenzátoru. Balancování spočívá ve vhodné volbě řídicího algoritmu. Tedy ve správné spínací kombinaci v závislosti na požadovaném výstupním napětí a směru proudu zátěže, jelikož střídač umožňuje redundantní spínání. [3]

2.4. Modulární víceúrovňové měniče

Jedná se o nejnovější topologii představenou v roce 2003. V dnešní době je tato struktura velmi populární, obzvlášť z důvodů své modularity a adaptability. Měnič je tvořen z několika menších podoobvodů tzv. submodulů, které jsou zobrazeny na Obr. 2. 9. [3]



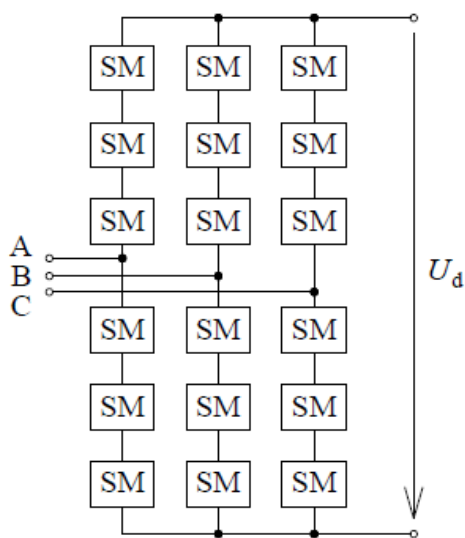
Obr. 2. 9. Zapojení submodulu

Submoduly jsou tvořeny tzv. pulmůstkem, který obsahuje dva výkonové spínače (S_1 , S_2), včetně zpětných diod a kondenzátoru C_{SM} . Napětí na výstupu nabývá dvou hodnot $+U_{SM}$, 0. Jelikož je napětí na každém submodulu měřeno, tak řízení dosahuje značné dynamiky, účinnosti a volnosti strategie. Řídicí kombinace submodulu jsou zobrazeny v tabulce Tab. 2. 6.

Tab. 2. 6. Spínací kombinace submodulu

S1	S2	C	I_{SM}	U_{SM}
1	0	+	+	U_{SM}
1	0	-	-	U_{SM}
0	1	0	+	0
0	1	0	-	0

Zapojením několika submodulů získáme třífázový víceúrovňový měnič, zobrazený na Obr. 2. 10.



Obr. 2. 10. Třífázový modulární víceúrovňový měnič

Střídač pro svoji činnost vyžaduje pouze jednotlivé submoduly, nevyžaduje další podpůrné obvody a rovněž postrádá kondenzátor v meziobvodu.

Mezi hlavní výhody měniče patří jeho vysoká modulárnost, dynamika, zvýšená imunita vůči zkratu a v neposlední řadě výměna vadného submodulu bez nutnosti odstavení měniče.

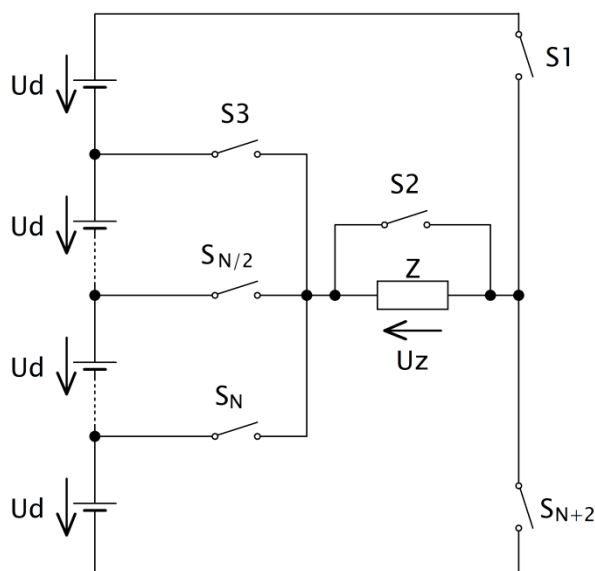
Střídače se používají pro solární panely, HDVC přenosy, k připojování větrných elektráren, nebo u elektrických zařízení železničních sítí. [3]

3. Víceúrovňové střídače s redukováním počtem spínačů

Jedná se o moderní topologie zapojení střídačů vycházejících ze základních metod, které byly popsány v předchozí kapitole. Jejich hlavní úkol je, jak už název napovídá, snížit počet spínačů nebo napájecích zdrojů při zachování stejného počtu výstupních napěťových hladin. To vše se provádí z důvodu snížení ceny měniče, jeho velikosti a složitosti řídicího algoritmu. Většina moderních vytvářených struktur vychází z topologie kaskádního zapojení víceúrovňového měniče. V následujících podkapitolách budou popsány některé moderní topologie s redukováním počtem spínačů, jejich navrhování a zapojení. Řízení těchto měničů je nejčastěji prováděno pomocí subharmonické PWM, která bude rozebrána ve 4. kapitole. Následující zapojení jsou popsány pomocí obecného spínače, v praxi se opět využívá spínačů MOSFET, IGBT.

3.1. Obecné symetrické zapojení víceúrovňového měniče

Zvýšení počtu výstupních napěťových hladin měniče na Obr. 3. 1 je docíleno přidáním stejnosměrného zdroje a pouze jednoho spínacího prvku. Ve srovnání s kaskádním zapojením, kde bylo potřeba přidat celý můstek (čtyři spínače), je to zásadní výhoda. Spínače S_1 a S_{N+2} slouží k nastavení požadované polaritě napětí na zátěži. Nulová hodnota napětí je vytvořena sepnutím spínače S_2 , při rozepnutí zbylých spínačů. Spínače S_3 , $S_{N/2}$ a S_N složí ke generování jednotlivých napěťových hladin. Spínače S_2 , S_3 , $S_{N/2}$ a S_N musí být pro správnou činnost měniče závěrně propustné. [4]



Obr. 3. 1. Obecné schéma x -úrovňového symetrického střídače

Počet výstupních úrovní napětí měniče se vypočítává z níže uvedeného vzorce:

$$N_{step} = 2 * n - 1 \quad (3.1)$$

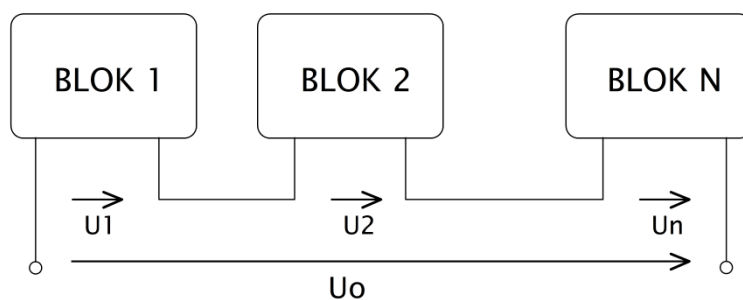
a maximální napětí na zátěži se určí jako:

$$U_{z max} = (n - 1) * U_d \quad (3.2)$$

n.....počet jednotlivých stejnosměrných zdrojů

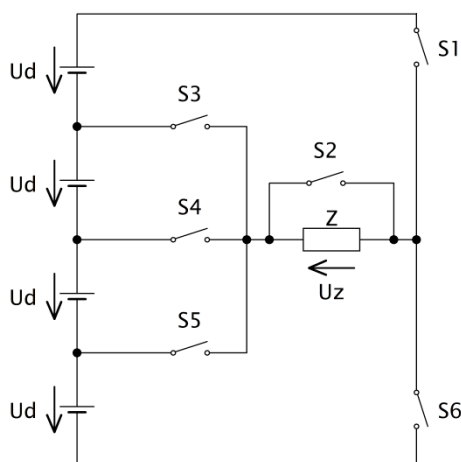
U_dhodnota stejnosměrného napájecího zdroje

Sériovým zapojením několika základních obvodů – bloků je možno navýšit výstupní napětí. V takovémto zapojení jsou při provozu měniče v daném okamžiku sepnuty pouze dva spínače z každé jednotky. Sériové propojení bloků je níže na Obr. 3. 2.



Obr. 3. 2. Sériové zapojení x základních bloků

Na Obr. 3. 3 je zapojení sedmiúrovňového symetrického měniče se čtyřmi stejnosměrnými zdroji a šesti výkonovými spínači. Výstupní napěťové hladiny jsou tvořeny přepínáním spínačů S_1 až S_6 podle pravidel, které byly výše popsány. Jejich kombinace popisuje tabulka Tab. 3. 1.



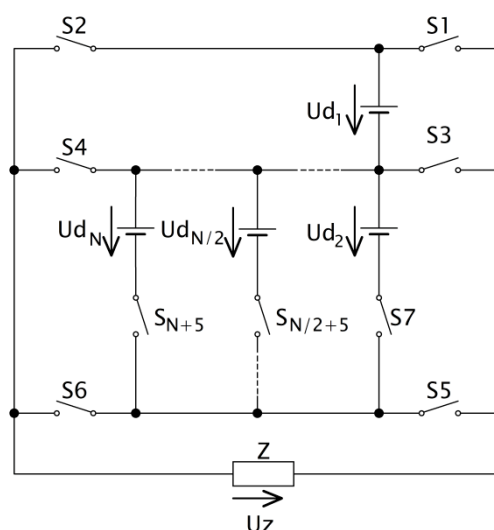
Obr. 3. 3. Obecné zapojení sedmiúrovňového symetrického střídače se čtyřmi zdroji a šesti spínači

Tab. 3. 1. Spínací kombinace sedmiúrovňového symetrického střídače se čtyřmi zdroji a šesti spínači

S1	S2	S3	S4	S5	S6	U_z
0	0	0	0	1	1	U_d
0	0	0	1	0	1	$2U_d$
0	0	1	0	0	1	$3U_d$
0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	$-U_d$
1	0	0	1	0	0	$-2U_d$
1	0	0	0	1	0	$-3U_d$

3.2. Obecné asymetrické zapojení víceúrovňového měniče

Jedná se o měnič, který se skládá z n stejnosměrných zdrojů a S výkonových spínačů, ze kterých jsou pouze dva závěrně propustné. Navrhovaná topologie je konstruována tak, aby produkované stejnosměrné napětí bylo modulováno z U_{d1} a pouze jednoho ze zbývajících stejnosměrných zdrojů. Díky tomu vystačí pouze dva závěrně propustné spínače (S_3 , S_4), což vede ke snížení spínacích ztrát. Zapojení měniče je vidět na Obr. 3. 4. [4]



Obr. 3. 4. Obecné schéma x -úrovňového asymetrického střídače

Stejnoseměrné zdroje jsou voleny podle níže uvedených rovnic. Rovněž by měly být uspořádány tak, aby při tvorbě výstupního napětí nedocházelo ke ztrátě jakékoliv úrovně, která snižuje THD na výstupu. Stejně, jako u symetrického zapojení, i zde platí, že pro navýšení výstupního napětí je potřeba přidat spolu se stejnosměrným zdrojem jeden výkonový spínač.

$$U_{dx} = 2 * (x - 1) * U_{d1} \quad \text{pro } x = 2, 3, \dots, n \quad (3.3)$$

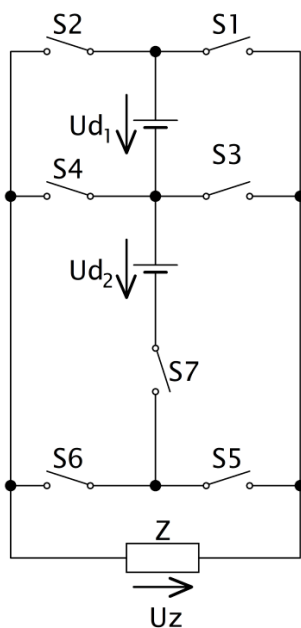
Počet úrovní výstupního napětí a maximální hodnota napětí na zátěži jsou dány vztahy:

$$N_{step} = \frac{2 * U_{dN}}{U_{d1}} + 3 \quad (3.4)$$

$$U_{zmax} = U_{d1} + U_{dN} \quad (3.5)$$

Sériovým propojením základních bloků (Obr. 3. 4), stejně jako u symetrického zapojení viz. Obr. 3. 2, je získáno větší výstupní napětí. Asymetrický střídač je schopen generovat schodovitý průběh napětí bez ztráty jakékoliv úrovně.

Na Obr. 3. 5 je zapojení asymetrického sedmiúrovňového střídače s dvěma stejnosměrnými zdroji a sedmi výkonovými spínači. Stejnoseměrný zdroj U_{d2} má dvojnásobnou velikost oproti zdroji U_{d1} . Vůči předchozímu symetrickému zapojení sedmiúrovňového střídače, viz. Obr. 3. 3, vyžaduje asymetrické zapojení o jeden spínač více, ale pouze polovinu napájecích stejnosměrných zdrojů. Počet výstupních napěťových hladin zůstává zachován. Spínací kombinace níže uvedeného střídače popisuje Tab. 3. 2.



Obr. 3. 5. Obecné zapojení sedmiúrovňového asymetrického střídače se dvěma zdroji a sedmi spínači

Tab. 3. 2. Spínací kombinace sedmiúrovňového asymetrického střídače se dvěma zdroji a sedmi spínači

S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	U _Z
0	1	1	0	0	0	0	U _{d1}
0	0	0	1	1	0	1	U _{d2}
0	1	0	0	1	0	1	U _{d1} + U _{d2}
0	0	0	0	1	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	- U _{d1}
0	0	1	0	0	1	1	- U _{d2}
1	0	0	0	0	1	1	- (U _{d1} + U _{d2})

3.3. Sedmiúrovňový střídač se třemi stejnosměrnými zdroji a šesti výkonovými spínači

Struktura střídače je vytvořena ideální kombinací tří existujících topologií sedmiúrovňových střídačů, jejichž topologie jsou složeny z:

- 1) 9 spínačů a 3 zdrojů,
- 2) 7 spínačů a 3 zdrojů,
- 3) 6 spínačů a 4 zdrojů (viz. Obr. 3. 3).

Ideální kombinací vznikne střídač, skládající se z šesti výkonových spínačů a tří stejnosměrných zdrojů. [5]

Požadovaný počet spínačů a vstupních zdrojů napětí v závislosti na počtu hladin výstupního napětí je dán rovnicemi:

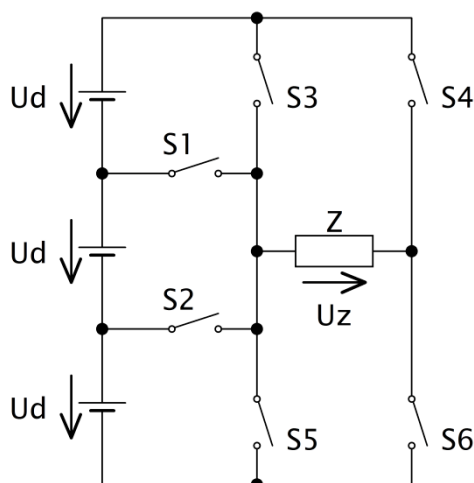
$$S = \frac{N_{step}+5}{2} \quad (3.6)$$

$$n = \frac{N_{step}-1}{2} \quad (3.7)$$

Spočet výkonových spínačů

n.....počet jednotlivých stejnosměrných zdrojů

Zapojení měniče je zobrazeno na Obr. 3. 6.



Obr. 3. 6. Sedmiúrovňový střídač se třemi zdroji a šesti výkonovými spínači

Pouze dva spínače (S_4 , S_6) jsou použity k nastavení polarity výstupního napětí. Zbývající čtyři spínače slouží ke generování příslušných sedmi úrovní výstupního napětí, z nichž S_1 , S_2 jsou závěrně propustné. Příslušné úrovně výstupního napětí jsou dány spínací kombinací spínačů, která je popsána v tabulce Tab. 3. 3.

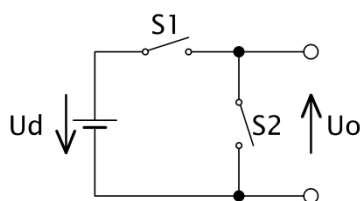
Tab. 3. 3. Spínací kombinace sedmiúrovňového střídače se třemi zdroji a šesti výkonovými spínači

S1	S2	S3	S4	S5	S6	U_z
0	1	0	0	0	1	U_d
1	0	0	0	0	1	$2U_d$
0	0	1	0	0	1	$3U_d$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	$-U_d$
0	1	0	1	0	0	$-2U_d$
0	0	0	1	1	0	$-3U_d$

Získání nulové hodnoty výstupního napětí lze docílit i dalšími spínacími kombinacemi. Vhodná kombinace je zvolena dle typu zátěže a směru proudu tekoucího zátěží, současně s ohledem na velikost spínacích ztrát.

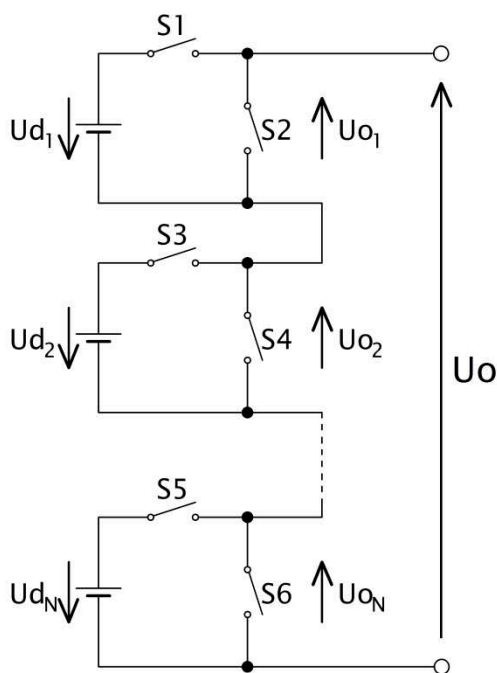
3.4. Submodulární topologie víceúrovňového měniče

Základní stavební jednotka střídače je na Obr. 3. 7. Skládá se ze stejnosměrného zdroje a dvou výkonových spínačů. Spínače nesmí být sepnuty zároveň, jinak by došlo ke zkratu napájecího zdroje. Sepnutí spínače S_1 přivede na výstup napětí zdroje U_d , zatímco při sepnutí spínače S_2 bude výstupní napětí nulové. [6]



Obr. 3. 7. Obecné schéma základní jednotky víceúrovňového střídače

Kaskádním řazením x základních jednotek je vytvořen víceúrovňový střídač, jehož hodnota výstupního napětí je v závislosti na spínací kombinaci výkonových spínačů popsána v Tab. 3. 4.



Obr. 3. 8. Obecné schéma x -úrovňového střídače tvořeného kaskádním řazením základních jednotek

Tab. 3. 4. Spínací kombinace kaskádního řazení základních jednotek střídače

stav	S1	S2	S3	S4	...	S _{2n-1}	S _{2n}	U _o
1	0	1	0	1	...	0	1	0
2	1	0	0	1	...	0	1	U _{d1}
3	0	1	1	0	...	0	1	U _{d2}
4	1	0	1	0	...	0		U _{d1} +U _{d2}
...
2 ⁿ	1	0	1	0	...	1	0	$\sum_{i=1}^n U_{d_i}$

Pro stanovení velikosti zdrojů stejnosměrného napětí se rozlišují tři základní metody:

- 1) Všechny napájecí zdroje jsou si rovny, jedná se o tzv. symetrický víceúrovňový střídač. Počet hladin výstupního napětí je dán vztahem:

$$N_{step} = n + 1 \quad (3.8)$$

Maximální hodnota výstupního napětí:

$$U_{o\ max} = n * U_d \quad (3.9)$$

npočet jednotlivých stejnosměrných zdrojů

U_d.....hodnota stejnosměrného napájecího zdroje

- 2) Druhá metoda určení velikostí napájecích zdrojů je binárním způsobem. Tato metoda přináší exponenciální nárůst počtu úrovní výstupního napětí. V takovém případě bude maximální počet kroků výstupního napětí roven:

$$N_{step} = 2^n \quad (3.10)$$

Maximální hodnota výstupního napětí:

$$U_{o\ max} = (2^n - 1) * U_d \quad (3.11)$$

3) V poslední metodě je velikost napájecích zdrojů zvolena dle následujícího algoritmu:

$$U_{d1} = U_d \quad (3.12)$$

$$U_x = 2U_d \quad \text{pro } x = 2, 3, 4, \dots, n \quad (3.13)$$

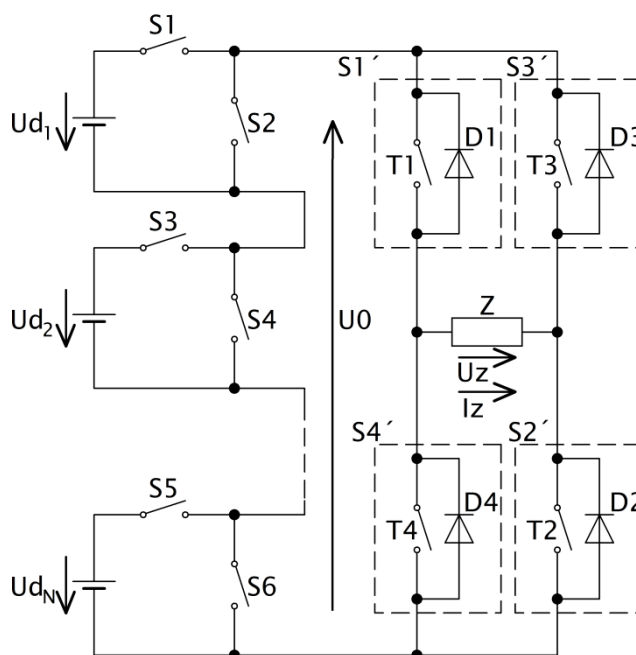
Počet hladin generovaného napětí se určuje jako:

$$N_{step} = 2 * n \quad (3.14)$$

Maximální hodnota výstupního napětí:

$$U_{o max} = (2 * n - 1) * U_d \quad (3.15)$$

Měnič, tvořený kaskádním řazením základních jednotek dle schématu Obr. 3. 8, může generovat pouze kladné a nulové výstupní napětí. Má-li být výstupní napětí v obou polaritách, je nezbytné za kaskádní zapojení zařadit můstek, který bude schopen měnit polaritu napětí na zátěži. Takovéto zapojení znázorňuje Obr. 3. 9.



Obr. 3. 9. Obecné schéma x-úrovňového střídače s oboupolaritním výstupem

V závislosti na směru vedení proudu a polaritě napětí zátěže vedou proud buď výkonové spínače tvořící můstek, nebo jejich zpětné diody. Veškeré stavy jsou popsány v níže uvedené tabulce Tab. 3. 5.

Tab. 3. 5. Komponenty vedoucí proud požadovaným směrem

S1'	S2'	S3'	S4'	U_Z	$I_Z > 0$	$I_Z < 0$
1	1	0	0	U_0	T_1, T_2	D_1, D_2
0	0	1	1	$-U_0$	D_3, D_4	T_3, T_4
1	0	1	0	0	T_1, D_3	D_1, T_3
0	1	0	1	0	D_4, T_2	T_4, D_2

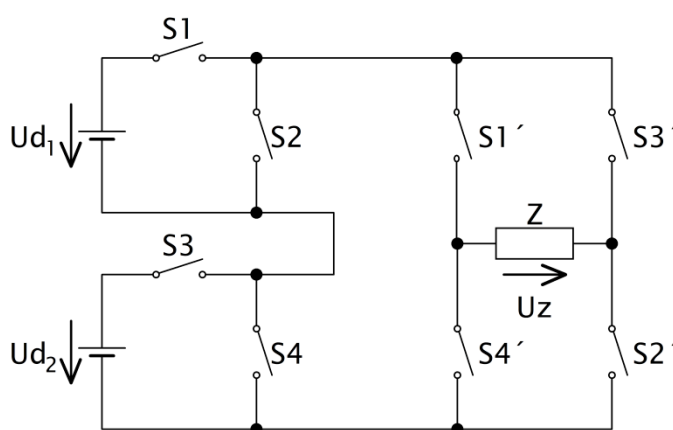
Přidáním můstku do výstupní části měniče se zvýší počet generovaných hladin výstupního napětí pro jednotlivé metody určující hodnoty napájecích zdrojů:

1) Metoda: $N_{step} = 2 * n + 1$ (3.16)

2) Metoda: $N_{step} = 2^{n+1} - 1$ (3.17)

3) Metoda: $N_{step} = 4 * n - 1$ (3.18)

Příklad sedmiúrovňového zapojení střídače s oboupolaritním výstupem je zobrazen na Obr. 3. 10. Hodnoty napájecích stejnosměrných zdrojů jsou zvoleny dle třetí metody, jedná se tedy o asymetrický střídač, jehož velikost výstupní napěťové hladiny odpovídá příslušnému sepnutí spínacích prvků, popsaných v Tab. 3. 6.



Obr. 3. 10. Principiální schéma sedmiúrovňového střídače se dvěma zdroji a osmi spínači

Tab. 3. 6. Spínací kombinace sedmiúrovňového asymetrického střídače se dvěma zdroji a osmi spínači

S1	S2	S3	S4	S1'	S2'	S3'	S4'	U _z
1	0	0	1	1	1	0	0	U _{d1}
0	1	1	0	1	1	0	0	U _{d2}
1	0	1	0	1	1	0	0	U _{d1} + U _{d2}
0	0	0	0	1	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	1	1	- U _{d1}
0	1	1	0	0	0	1	1	- U _{d2}
1	0	1	0	0	0	1	1	-(U _{d1} + U _{d2})

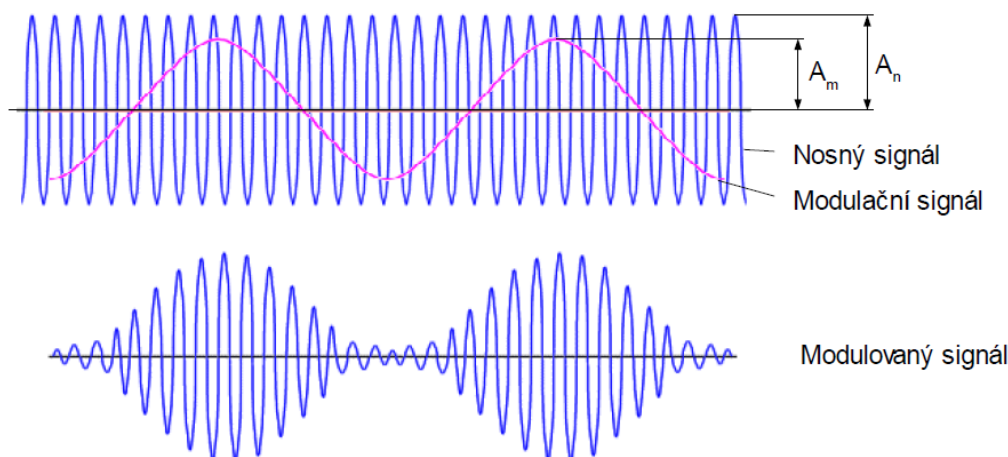
Nulové výstupní napětí lze, stejně jako u zapojení z podkapitoly 3.3., realizovat vícero kombinacemi sepnutých spínačů.

4. Modulace, její parametry a rozdělení

Modulování signálu je děj, během kterého dochází ke změně vlastností nosného signálu pomocí modulačního signálu. Modulace signálu se provádí zejména z důvodu ochrany přenášené informace, ať už z hlediska přenášené vzdálenosti, nebo přenášení v rušivém prostředí. Využívána je jak v telekomunikačním odvětví, tak i ve výkonové elektronice. Při modulaci jsou rozlišovány tři základní typy signálu:

- 1) Nosný signál = signál, který je modulován modulačním signálem
- 2) Modulační signál = signál, který obsahuje informaci a je namodulován na nosný signál
- 3) Modulovaný signál = výsledný signál

Výše zmíněné signály jsou graficky znázorněny na Obr. 4. 1. Jedná se o amplitudovou modulaci.



Obr. 4. 1. Průběh amplitudové modulace

4.1. Modulační index

Základním parametrem modulace je *modulační index*, také označován jako *hloubka modulace*. Definice a totožnost těchto parametrů se ovšem v literatuře značně rozcházejí. Rozdílnost definic vzniká ze základní formulace modulačního indexu. Modulační index je dán poměrem velikosti modulované a nemodulované veličiny, přičemž zde není zcela jasné, k jaké veličině bude modulační index vztahován.

V literatuře [7] je modulační index definován jako poměr mezi velikostí amplitudy základní harmonické složky výstupního napětí k maximálnímu napětí při obdélníkovém řízení. Takto definovaný modulační index, označený jako M , se bude rovnat 1. Použije-li se místo obdélníkového řízení asynchronní pulzně šířková modulace (PWM), bude M určen pomocí vzorce (4.1) z [7].

$$M = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}}{\frac{2\sqrt{3}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad (4.1)$$

Dalším způsobem definice modulačního indexu je jeho určení jako poměr mezi amplitudami modulačního a nosného signálu [8].

$$M = \frac{A_m}{A_n} \quad (4.2)$$

A_m amplituda modulačního signálu

A_n amplituda nosného signálu

Při modulaci pomocí prostorového vektoru, se modulační index vypočte dle vzorce (4.3) viz. [9].

$$M = \frac{\sqrt{3} \cdot \overline{V_{ref}}}{U_{d0}} \quad (4.3)$$

V_{ref} modul referenčního vektoru

U_{d0} stejnoseměrné napětí meziobvodu

4.2. Frekvenční poměr

Jako další parametr je řazen frekvenční poměr p , který je určen poměrem frekvence nosného signálu a referenčního signálu [10]. S rostoucím frekvenčním poměrem, tedy s rostoucí frekvencí nosného signálu, klesá celkové harmonické zkreslení (THD) výstupního signálu.

$$p = \frac{f_n}{f_m} \quad (4.4)$$

f_n frekvence nosného signálu

f_m frekvence modulačního signálu

4.3. Rozdělení modulací

Asynchronní modulace má konstantní spínací kmitočet, tudíž generovaný výstupní kmitočet není závislý na spínacím. Největším kladem této modulace je neustálé rovnoměrné využití výkonových spínačů v celém rozsahu generované frekvence. Nevýhodou je nekonstantní počet spínání na jeden takt výstupního signálu, který s sebou přináší nebezpečí zkreslení signálu.

Synchronní modulace je charakteristická závislostí výstupního kmitočtu na spínacím kmitočtu. Rovněž odstraňuje nevýhody asynchronní modulace. Záporem této modulace je horší využitelnost výkonových spínačů při nízkých kmitočtech.

Důkladnější dělení je popsáno v literatuře [7]:

- Dopředná schémata – pracující bez zpětné vazby
 - PWM s nosnou vlnou
 - Suboscilační metoda
 - Modulace prostorového vektoru
 - Synchronizovaná nosná modulace
 - PWM bez nosné vlny
- Zpětnovazební schémata – pracující se zpětnou vazbou
 - Hysterézní proudová regulace
 - Suboscilační proudová regulace
 - Regulace proudového prostorového vektoru
 - Proudová regulace v souřadnicích pole
 - Metoda lookup table

4.4. Modulace víceúrovňových střídačů

Dva nejčastěji používané typy modulací pro víceúrovňové střídače jsou *subharmonická PWM* a *vektorová modulace*. Oba typy modulací vycházejí z variant pro dvouúrovňové střídače. Vhodná metoda modulace se volí na základě parametrů: spínacích ztrát, harmonického složení výstupního signálu, doby odezvy na změnu zadávaného parametru a dalších. Oproti modulacím konvenčních víceúrovňových střídačů se modulace moderních topologií s redukováným počtem spínačů nebo zdrojů může mírně lišit. Jedná se totiž o větší množství unikátních a jedinečných topologií, které mohou mít specifické požadavky na spínací algoritmus střídače.

4.4.1. Subharmonická PWM

Tato metoda je založena na pulzně šířkové modulaci, jedná se tedy o komparaci dvou signálů: referenčního signálu, nejčastěji sinusového průběhu, a nosného signálu, který je buď pilový nebo trojúhelníkový. Při modulaci dvouúrovňových střídačů je nosný signál vždy jen jeden. Tímto se odlišuje modulace dvouúrovňových a víceúrovňových střídačů, u kterých je počet nosných signálů odvozen od počtu úrovní střídače. Obecně lze potřebný počet nosných signálů vyjádřit vzorcem:

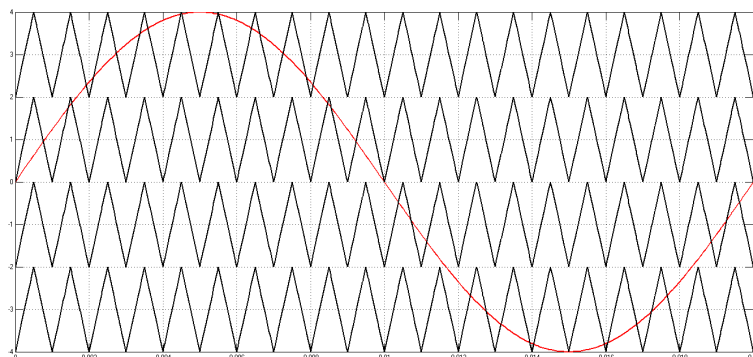
$$N_{signal} = N_{step} - 1 \quad (4.5)$$

N_{signal} počet nosných signálů

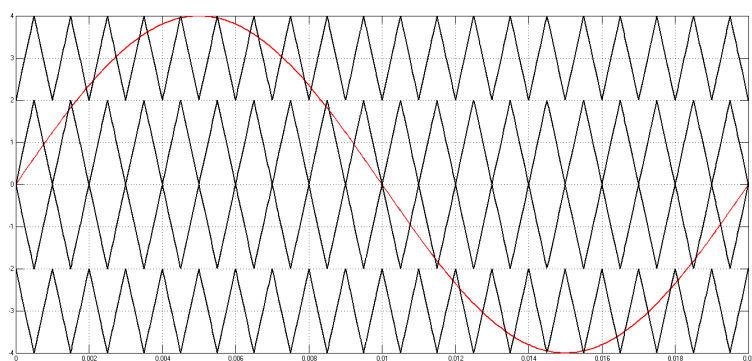
N_{step} počet úrovní střídače

Nosné signály jsou z hlediska vzájemného uspořádání vertikálně nebo horizontálně posunuty. Při horizontálním posunutí je generován konstantní počet pulzů během periody nezávisle na velikosti generovaného napětí. Modulace s horizontálním posunutím nosných signálů je označována jako *PSC PWM* (Phase Shifted Carrier PWM). Nicméně vertikální posunutí je procesorem snadněji dosažitelné a vyskytuje se ve třech základních podobách [11]:

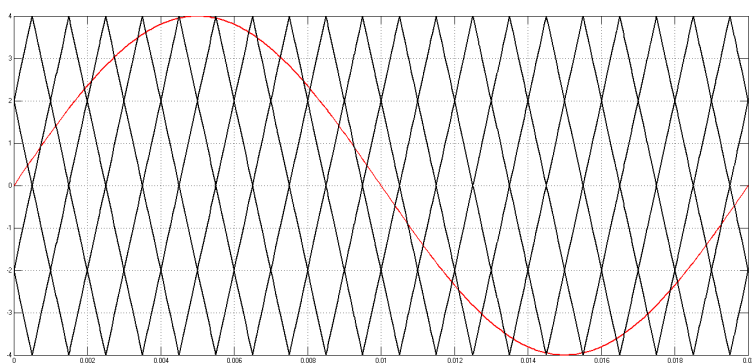
- 1) *PD* (Phase Disposition) = veškeré nosné signály jsou ve fázi
- 2) *POD* (Phase Opposition Disposition) = kladné nosné signály jsou ve fázi, záporné nosné signály jsou rovněž ve fázi, ale vůči kladným posunuty o 180°
- 3) *APOD* (Alternative Phase Oppositin Disposition) = nosný signál je vůči sousednímu posunut vždy o 180°



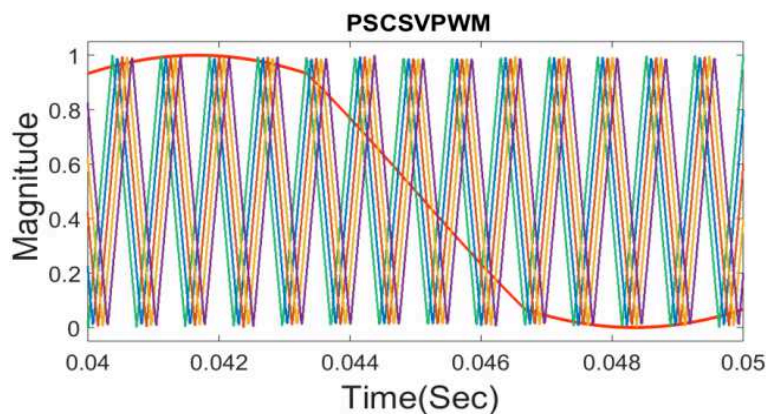
Obr. 4. 2. Rozložení nosných signálů při PD metodě pro pětiúrovňový střídač



Obr. 4. 3. Rozložení nosných signálů při POD metodě pro pětiúrovňový střídač



Obr. 4. 4. Rozložení nosných signálů při APOD metodě pro pětiúrovňový střídač



Obr. 4. 5. Rozložení nosných signálů při PSC metody pro jedenáctiúrovňový střídač [11]

Rozdílné vlastnosti jednotlivých typů uspořádání nosných signálů se výrazněji odlišují při nízkém spínacím kmitočtu. Rovněž záleží na typu měniče a počtu jeho úrovní. Pro třífázový střídač má nejmenší harmonické zkreslení výstupního signálu varianta PD. Metody POD a APOD mají shodné zkreslení pro tříúrovňové střídače, zatímco u pětiúrovňového střídače vykazuje POD nejhorší vlastnosti. Problematika volby modulační metody pro jednotlivé typy střídačů podrobněji popisuje [12].

Pro víceúrovňové střídače se hodnota modulačního indexu M určí jako:

$$M = \frac{A_m}{(N_{step}-1)*A_n} \quad (4.6)$$

A_m amplituda modulačního signálu

A_n amplituda nosného signálu

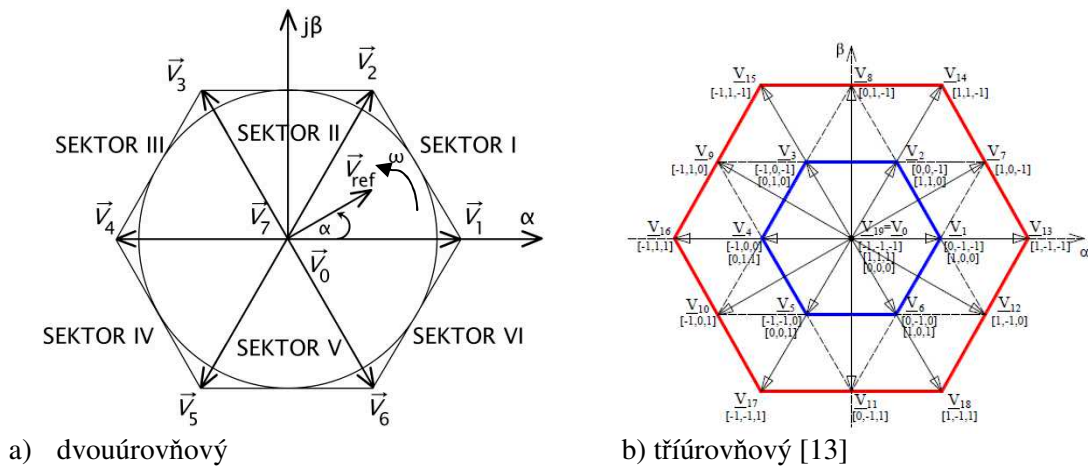
N_{step} počet úrovní střídače

U třífázových střídačů, se zavádějí 3 referenční signály vzájemně posunuty o 120° elektrických.

4.4.2. Vektorová modulace

Jelikož je v praktické části této práce využívána pouze modulace subharmonickou PWM, bude v následujícím textu modulace prostorového vektoru jen okrajově rozebrána. Z modulační metody, popsané v předchozí podkapitole 4.4.1., je zřejmé, že poloha zapínacích pulzů je v závislosti na řídicí strategii neměnná. Při metodě prostorového vektoru však lze polohu zapínacích pulzů měnit pro jednotlivé periody nosného signálu. Díky tomu lze dosáhnout snížení harmonického zkreslení výstupního signálu.

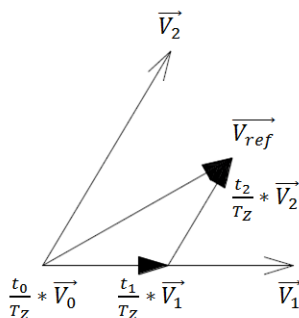
Pro dvouúrovňové střídače existuje 8 možných vektorů, z nichž jsou dva nulové. Průběh je zobrazen na Obr. 4. 6. a).



Obr. 4. 6. Vektorové diagramy dvouúrovňového a tříúrovňového střídače

Základním pojmem této modulace je tzv. prostorový vektor, který se otáčí po vepsané kružnici v šestiúhelníku, naznačen jako \vec{V}_{ref} . Je určen dvěma základními hodnotami: velikostí a směrem.

Tyto parametry jsou dosaženy sepnutím určitých spínačů ve vhodný okamžik a po příslušnou dobu. Výpočet \vec{V}_{ref} pro sektor I je naznačen na Obr. 4. 7. a popsán rovnicemi (4.7) až (4.9).



Obr. 4. 7. Určení vektoru v I sektoru

$$\vec{V}_{ref} = \frac{t_0}{T_z} * \vec{V}_0 + \frac{t_1}{T_z} * \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_z} * \vec{V}_2 \quad (4.7)$$

$$T_z = t_0 + t_1 + t_2 \quad (4.8)$$

$$\vec{V}_0 = 0, \quad \vec{V}_1 = \frac{2}{3} * U_d, \quad \vec{V}_2 = \frac{2}{3} * U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (4.9)$$

T_z spínací perioda

t_0, t_1, t_2 aktivní doba sepnutí vektoru

Pro zobrazení vektoru v souřadném systému α, β je nezbytné využití převodu pomocí Clarkové transformace.

S rostoucím počtem úrovní střídače roste i počet vektorů dle rovnice (4.10) viz. [12], a tím i složitost řízení.

$$N_{vektor} = 1 + 6 * \sum_{x=1}^{N_{step}-1} x \quad (4.10)$$

N_{vektor} počet vektorů

N_{step} počet úrovní střídače

U tříúrovňového střídače je již počet vektorů 19 (Obr. 4. 6. b)). Vektory se rozdělují do čtyř skupin [9]:

- Nulový vektor = ležící v počátku s nulovou velikostí
- Malý vektor = jedná se o vrcholy modrého šestiúhelníku, s velikostí $\frac{U_d}{3}$
- Střední vektor = nachází se ve středech úseček tvořících vnější šestiúhelník, který dosahuje velikosti $\frac{\sqrt{3}}{3} U_d$
- Velký vektor = ležící ve vrcholech červeného šestiúhelníku, s velikostí $\frac{2}{3} U_d$

5. Simulace víceúrovňových střídačů s redukováným počtem spínačů

Simulace je realizována pomocí programové sady Matlab/Simulink R2014a. Tento simulační program byl zvolen s ohledem na jeho jednoduchou tvorbu řídicího algoritmu střídače, zároveň disponuje funkcí rychlého a snadného určení THD simulovaného obvodu. Program ovšem nepracuje s konkrétními modely reálných součástek, nelze jím tedy snadno určovat ztráty obvodu, tak jako pomocí programu OrCAD. Z důvodu převažujících výhod byl zvolen pro realizaci simulací program Matlab/Simulink R2014a.

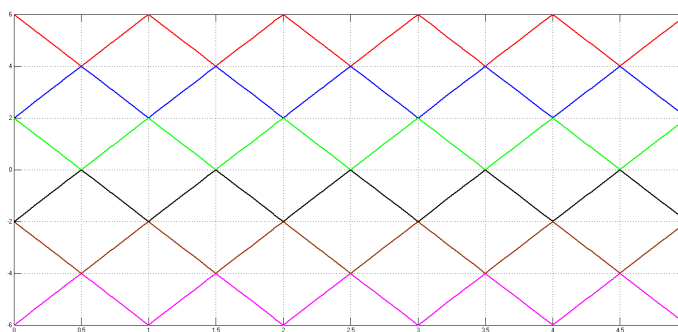
Pro simulaci byly zvoleny čtyři různé topologie víceúrovňových střídačů s redukováným počtem spínacích součástek. Jedná se o topologie popsané v kapitole 3, všechny čtyři střídače jsou zapojeny v sedmiúrovňovém provedení, ze kterých jsou dva symetrické a dva nesymetrické. Z kapitoly 4 byla zvolena jako modulační technika subharmonická PWM s metodami: PD, POD a APOD.

5.1. Nastavení simulace a tvorba obvodu

Silový obvod je sestaven propojením základních prvků: zdrojů, spínačů a zátěže. Zdroj je zvolen z knihovny *Electrical Sources* model *DC Voltage Source*, jedná se o stejnosměrný zdroj napětí. Spínače jsou vybrány z knihovny *Power Electronics*, typ *IGBT/Diode*. V případě oboupolaritních spínačů je antiparalelní zapojení IGBT nahrazeno použitím spínače *Ideal Switch*, rovněž z knihovny *Power Electronics*, který umožňuje průchod proudu oběma směry. Hodnoty parametrů tohoto spínače jsou nastaveny dle předurčených hodnot pro spínače *IGBT/Diode*, tedy $R_{on} = 1 \text{ m}\Omega$, $R_s \text{ (snubber)} = 0,1 \text{ M}\Omega$. *Ideal Switch* je použit z důvodu zjednodušení řídicího obvodu, kde není potřeba rozdělovat zapínací pulzy dle směru vedení proudu. Použití tohoto spínače nemá žádný vliv na výstupní údaje a průběhy. Zátěž byla zvolena z knihovny *Elements*, typ *Series RLC Branch*. Jedná se o univerzální sériové zapojení prvků R, L, C, kdy v nastavení tohoto bloku je vždy volena kombinace zapojených prvků a jejich příslušné hodnoty. V prvotní fázi simulace je zátěž zvolena typu R s hodnotou $100 \text{ }\Omega$, aby byla ověřena správná funkce měniče a popřípadě doladěny jeho nedostatky. Následně je zátěž změněna na typ RL s hodnotou $R = 10 \text{ }\Omega$ a $L = 100 \text{ mH}$. S přechodem na RL zátěže musí dojít ke změně řídicího algoritmu, který umožňuje vypínání indukivní zátěže. V literatuře [4,5,6], jsou uvedeny pouze spínací algoritmy pro odporovou zátěž. Úprava algoritmu byla provedena pomocí znalostí principu činnosti polovodičových spínacích prvků u dvouúrovňového střídače s indukivní zátěží.

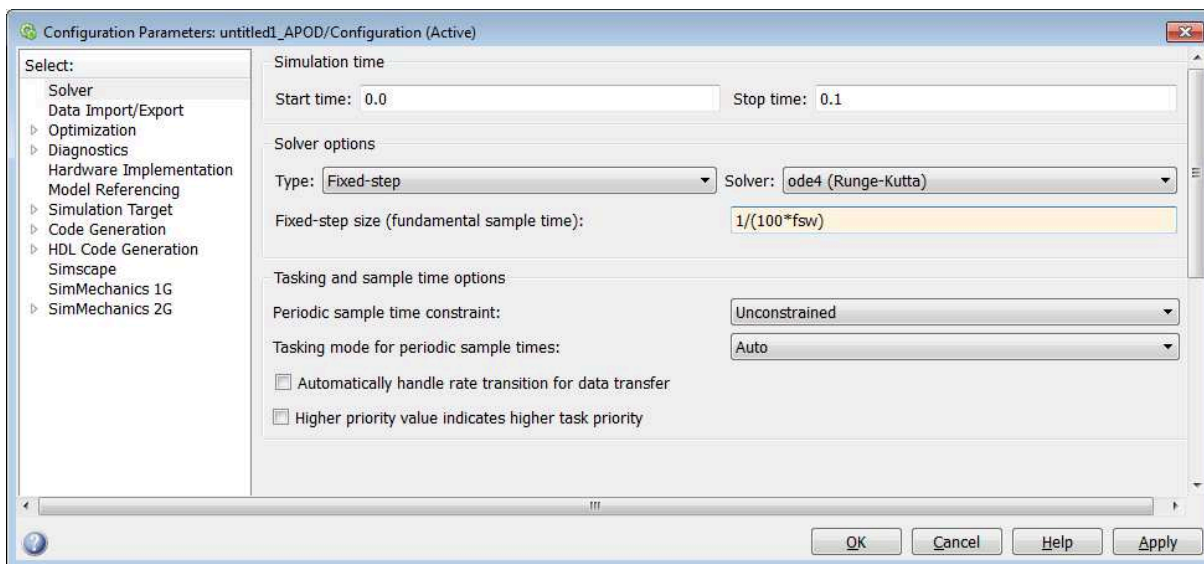
Řídicí obvod pro modulační techniku subharmonickou PWM je složen z následujících bloků: generátoru sinusového průběhu, generátorů trojúhelníkového průběhu, konstant, součtových bloků, komparačních bloků, a logických členů. Generátor sinusového průběhu plní funkci modulačního signálu a je zvolen z knihovny *Sources*, typ *Sine Wave*. Parametry generátoru jsou nastaveny na hodnoty: frekvence = 50 Hz , fáze = 0° a velikost amplitudy je nastavena

dle požadovaného modulačního indexu (pro $M = 1$ nabývá amplituda hodnoty 6V). Nosný signál je tvořen šesticí pilových generátorů z knihovny *Pulse & Signal Generators*, typ *Triangle Generator*. Frekvence tohoto prvku určuje spínací frekvenci střídače. Fázový posuv je volen z hodnot 180° a 0° dle metody subharmonické PWM (Obr. 4. 2. až Obr. 4. 4.). Velikost výstupního průběhu z generátoru nabývá hodnot -1V až 1V, proto je nezbytné k tomuto signálu přičíst/odečíst konstanty 1, 3 a 5, aby bylo docíleno správného vertikálního uspořádání nosných signálů (Obr. 5. 1.). Nosné signály jsou dále pomocí bloku *Relation Operator* porovnány s modulačním signálem. Následně je pomocí logických bloků *Logical Operation* (NOT, AND, OR) vytvořen požadovaný řídicí algoritmus s výstupními signály v podobě zapínacích pulzů pro jednotlivé spínače.



Obr. 5. 1. Průběhy nosných signálů v uspořádání APOD

Doba simulace střídače je nastavena s ohledem na náročnost výpočtu a množství potřebných výstupních údajů na 0,1s. Velikost kroku je fixní, a to vždy 100x menší než je perioda spínání. Metoda simulování je zvolena: ode4 (Runge – Kutta).



Obr. 5. 2. Konfigurace simulace

5.2. Určení THD a výpočet spínacích ztrát

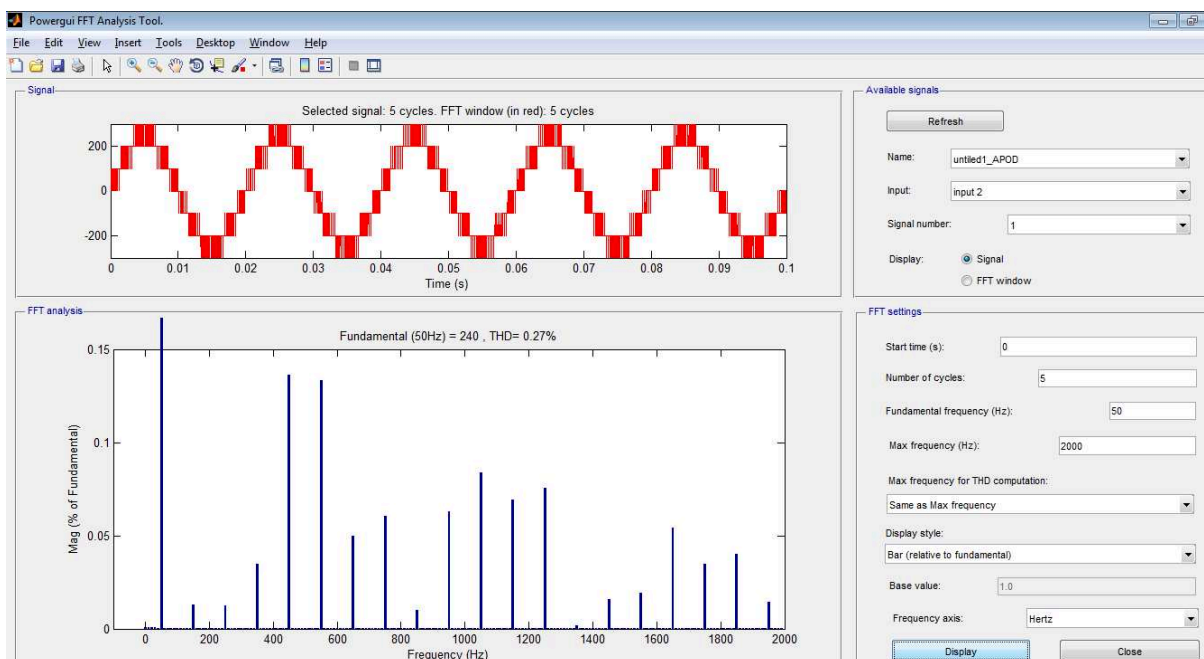
K vzájemnému porovnání kvalit simulovaných topologií a metod modulační slouží určené hodnoty THD a vypočtené ztráty měniče. Veškeré výsledné hodnoty simulací jsou zobrazeny v kapitole 6. THD (*Total Harmonic Distortion*) určuje celkové harmonické zkreslení výstupního signálu vzhledem k sinusovému průběhu. THD napětí určíme pomocí vzorce (5.1).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{x=2}^h U_x^2}}{U_1} * 100 [\%] \quad (5.1)$$

U_1napětí první harmonické složky při frekvenci modulačního signálu (50Hz)

hpočet vyšších harmonických složek

Celkové harmonické zkreslení bylo určeno pomocí bloku *Powergui FFT Analysis*, který je zobrazen na Obr. 5. 3. THD bylo definováno pro výstupní napětí na zátěži.



Obr. 5. 3. Příklad nastavení Powergui FFT Analysis

Nyní budou popsány nastavené parametry bloku *FFT Analysis*:

Start time (s): počáteční čas, od kterého se začíná určovat THD, byl zvolen na 0s popřípadě nejnižší možný pro vyšší spínací kmitočet

Number of cycles: počet period signálu, ze kterého se určuje THD, byl nastaven na 5, v případě vyšších spínacích kmitočtů na nejvyšší možný

Fundamental frequency (Hz): frekvence výstupního signálu, tedy 50 Hz

Max frequency (Hz): maximální frekvence, do které je THD určeno, THD bylo určováno pro prvních 40 harmonických složek, tedy maximální frekvence je nastavena na 2 kHz

Max frequency for THD computation: určuje, podle které frekvence bude výpočet proveden, byl nastaven pro *Same as Max frequency* a *Nyquist frequency*.

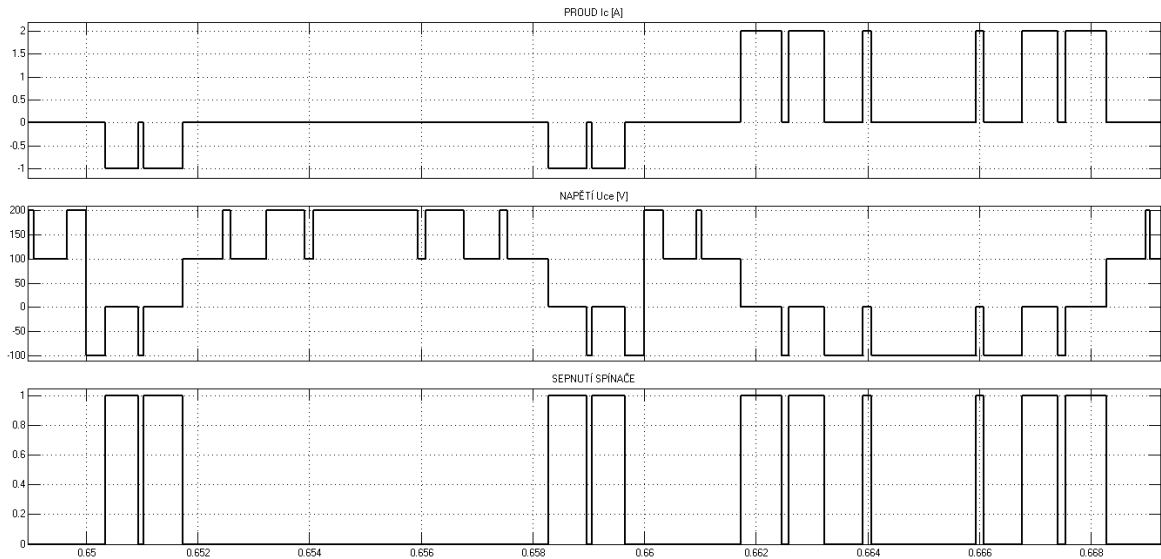
Display style: určuje styl zobrazení výsledku, nastaven na: *Bar (relative to fundamental)*

Frequency axis: jednotka, ve které je popsána časová osa, tedy Hertz

THD bylo určeno pro všechny čtyři střídače a u každého z nich pro tři typy modulací (PD, POD, APOD). U každého typu modulace bylo zkusobně zjišťováno pro frekvence 1 kHz až 5 kHz (po 1 kHz) a pro modulační indexy $M = 0,1$ až $1,2$ (po $0,1$). Výsledky viz 6 kapitola Tab 6.1. až Tab 6.6.

Jelikož Matlab nepodporuje určení celkových ztrát pro konkrétní typ spínače, byly ztráty určeny pro typ SKM75GB12T4, jehož katalogový list [14] je uveden v příloze. Pro výpočet je dále nezbytné znát děje probíhající na jednotlivých spínacích pro jednu periodu, viz Obr. 5. 4. Tyto děje zahrnují velikost napětí mezi kolektorem a emitorem (U_{CE}) před sepnutím a po rozepnutí spínače, počet sepnutí za periodu (k) a také velikost proudu tekoucího sepnutým spínačem (I_C) a dobu tohoto děje (t_{COND}). Veškeré tyto hodnoty byly změřeny na jednotlivých spínacích pomocí virtuálního osciloskopu během simulace. K následnému určení účinnosti měniče je potřebné znát jeho příkon. Ten se zjistil přičtením celkových ztrát k výstupnímu výkonu měniče. Výkon byl zjištěn vynásobením změřených efektivních hodnot proudu a napětí na zátěži. Příkon nemohl být změřen z napájecích zdrojů, jelikož během periody vedly střídavě (nejprve první, potom druhý, následně oba společně) a navíc se v některých případech jednalo o asymetrické zdroje.

Z důvodu velké náročnosti výpočtu jsou ztráty určeny pro odporovou zátěž $R = 100 \Omega$, spínací frekvenci 1 kHz, modulační index $M = 1$ a typ modulace APOD. Značná komplikovanost výpočtu spočívá v analytickém určení každé změny napětí a proudu provázející sepnutí/rozepnutí spínače během jedné periody. Tento proces je nezbytné provést pro všechny spínače střídače.



Obr. 5. 4. Ukázkový průběh dějů na spínači S_1 symetrického střídače se třemi zdroji a šesti spínači, zátěž $R = 100 \Omega$, $f_{sw} = 1 \text{ kHz}$, modulační index $M = 1$, modulace APOD

Z výše zmíněných hodnot a znalostí parametrů konkrétního spínače se spínací ztráty určí pomocí následujících rovnic (5.2 až 5.6).

Energie spínáním:

$$E_{SW} = E_{ON} + E_{OFF} = (t_{on} + t_{off}) * k * \frac{U_{CE}}{2} * \frac{I_C}{2} \quad (5.2)$$

$$t_{on} = t_{d(ON)} + t_r \quad (5.3)$$

$$t_{off} = t_{d(OFF)} + t_f \quad (5.4)$$

Energie vedením:

$$E_{COND} = (U_{CE0} * I_C + R_{CE} * I_C^2) * t_{COND} \quad (5.5)$$

Celkové ztráty:

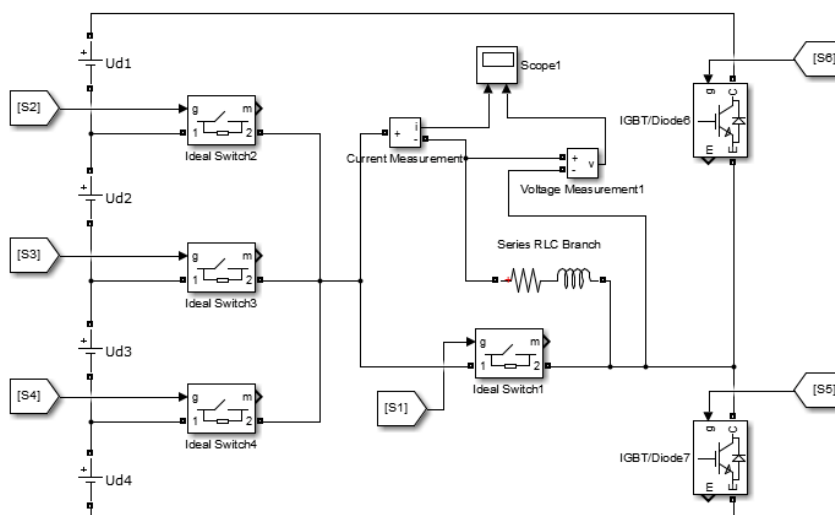
$$P_{tot} = (E_{SW} + E_{COND}) * f_{out} \quad (5.6)$$

Z důvodu náročnosti byly spínací ztráty určeny při odporové zátěži $R = 100 \Omega$ a u všech čtyřech střídačů pro modulaci typu APOD, se spínací frekvencí 1 kHz a modulačním indexem $M = 1$. Z vypočtených ztrát a změřeného efektivního napětí a proudu na zátěži je vypočtena účinnost měniče.

$$\eta = \frac{U_{Zrms} * I_{Zrms}}{P_{tot} + (U_{Zrms} * I_{Zrms})} * 100 [\%] \quad (5.7)$$

5.3. Simulace symetrického střídače se čtyřmi zdroji a šesti spínači

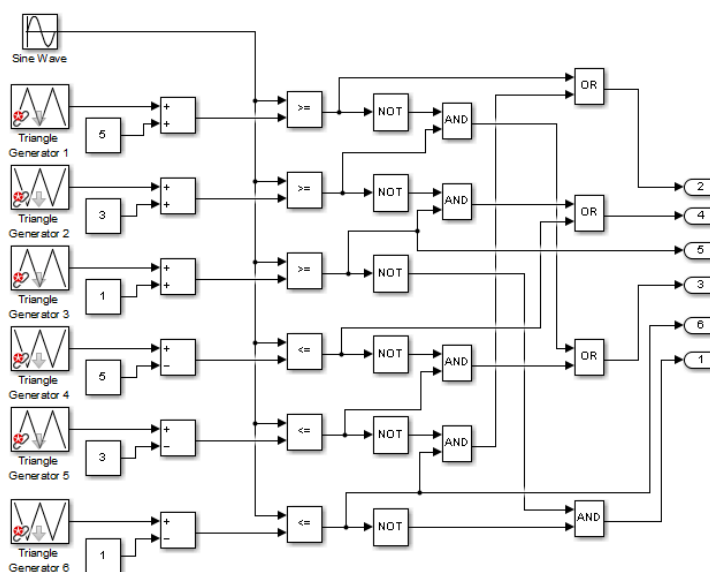
Jedná se o sedmiúrovňový symetrický střídač podrobně popsany v kapitole 3.1. Schéma simulovaného zapojení je na Obr. 5. 5.



Obr. 5. 5. Schéma simulovaného symetrického střídače se čtyřmi zdroji a šesti spínači

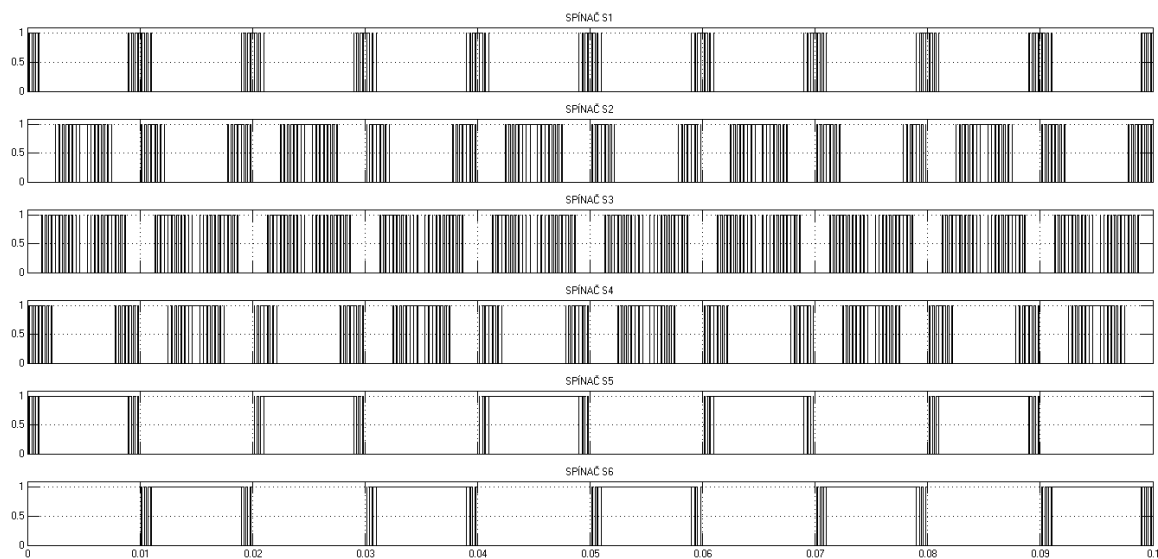
Hodnoty napětí zdrojů U_{d1} až U_{d4} jsou symetricky nastaveny na 100V.

Obvod řízení měniče s modulační metodou subharmonické PWM APOD je zobrazený na Obr. 5. 6. Vůči subharmonickým metodám PWM PD a PWM POD se obvod liší pouze fázovým posuvem generátorů trojúhelníku.



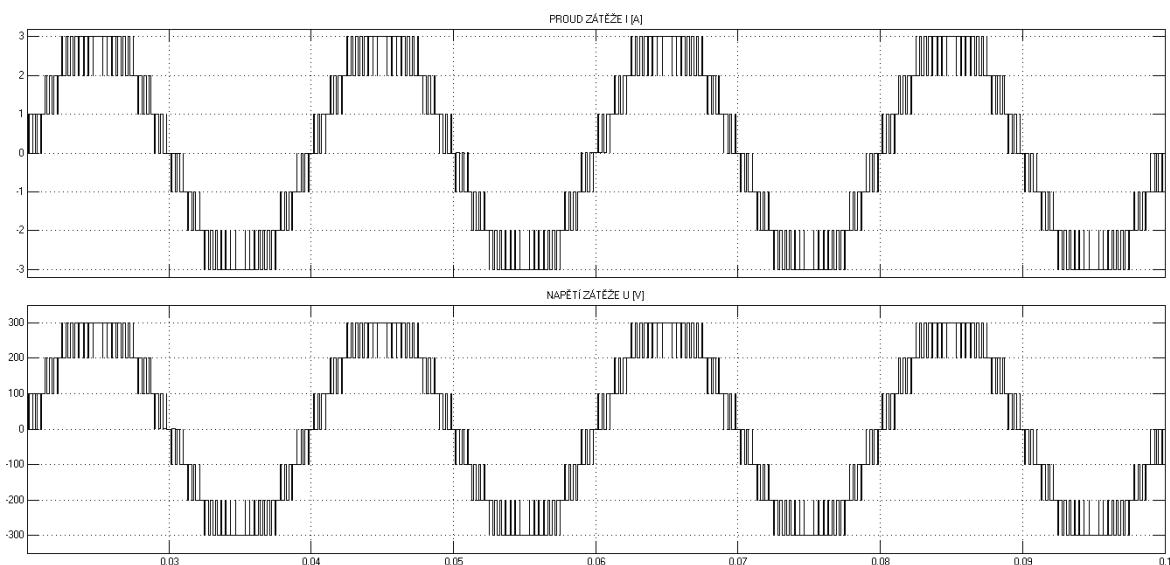
Obr. 5. 6. Obvod řízení pro symetrický střídač se čtyřmi zdroji a šesti spínači, modulační metoda APOD

Průběh zapínacích pulzů, přiváděných na spínače S_1 až S_6 , je zobrazen na Obr. 5. 7.

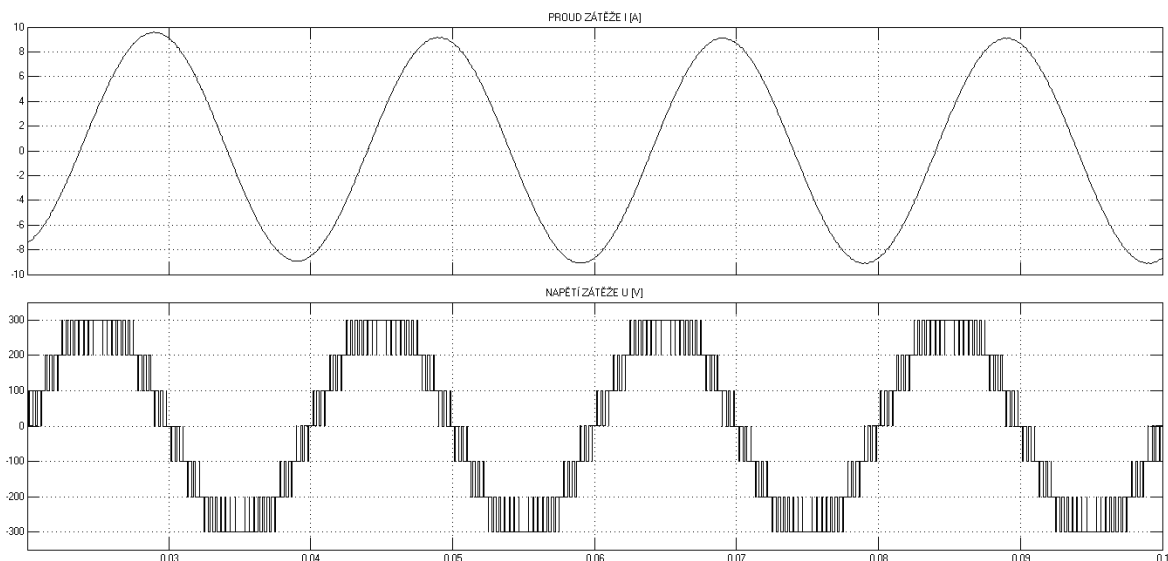


Obr. 5. 7. Průběh zapínacích pulzů pro jednotlivé spínače při $f_{sw} = 3 \text{ kHz}$, modulačním indexu $M = 1$ a modulační metodě APOD

Průběhy výstupního proudu a napětí na zátěži jsou na následujících obrázcích Obr. 5. 8. a Obr. 5. 9.



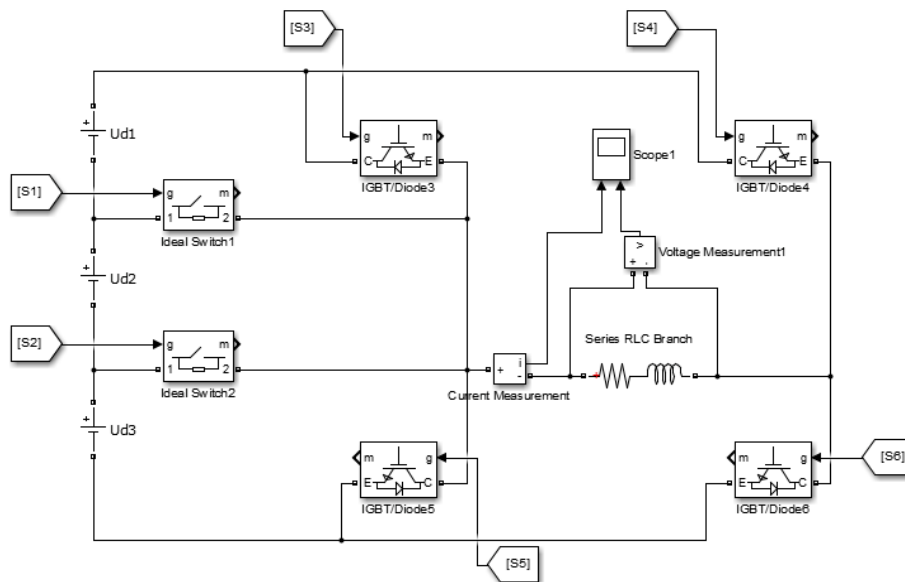
Obr. 5. 8. Časový průběh proudu a napětí na odporové zátěži, $R = 100 \, \Omega$, $f_{sw} = 3 \text{ kHz}$, modulační index $M = 1$, modulace APOD, proud horní průběh, napětí dolní průběh



Obr. 5. 9. Časový průběh proudu a napětí na odporově induktivní zátěži, $R = 10 \, \Omega$, $L = 100 \, \text{mH}$, $f_{\text{SW}} = 3 \, \text{kHz}$, modulační index $M = 1$, modulační APOD, proud horní průběh, napětí dolní průběh

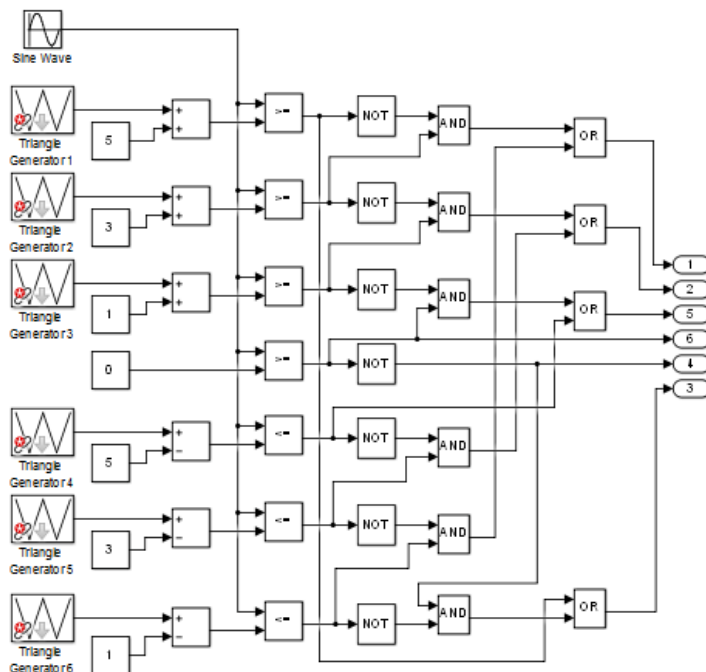
5.4. Simulace symetrického střídače se třemi zdroji a šesti spínači

Sedmiúrovňová varianta tohoto střídače je popsána a rozebrána v podkapitole 3.3. Simulované schéma zapojení je na Obr. 5. 10. Zdroje U_{d1} až U_{d3} mají hodnotu napětí nastavenou na 100 V.



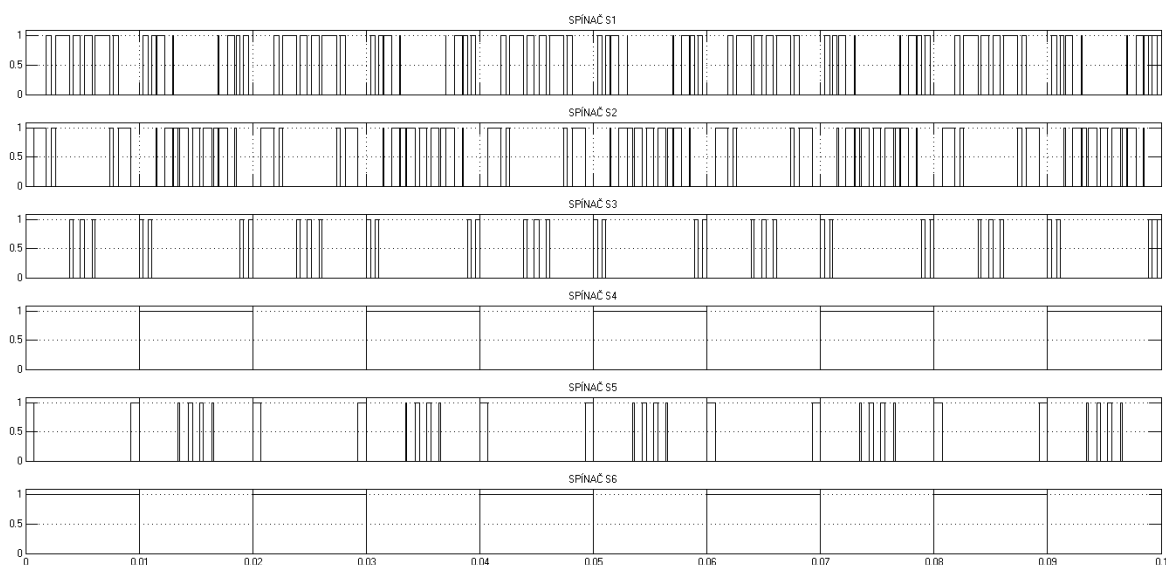
Obr. 5. 10. Schéma simulovaného symetrického střídače se třemi zdroji a šesti spínači

Řídicí obvod výše zmíněného střídače je zobrazen pro modulační metodu subharmonické PWM PD na Obr. 5. 11. Zbylé dvě metody subharmonické PWM POD a APOD se opět budou oproti PD lišit pouhým fázovým posuvem, část obvodu s logickými členy zůstává stejná.



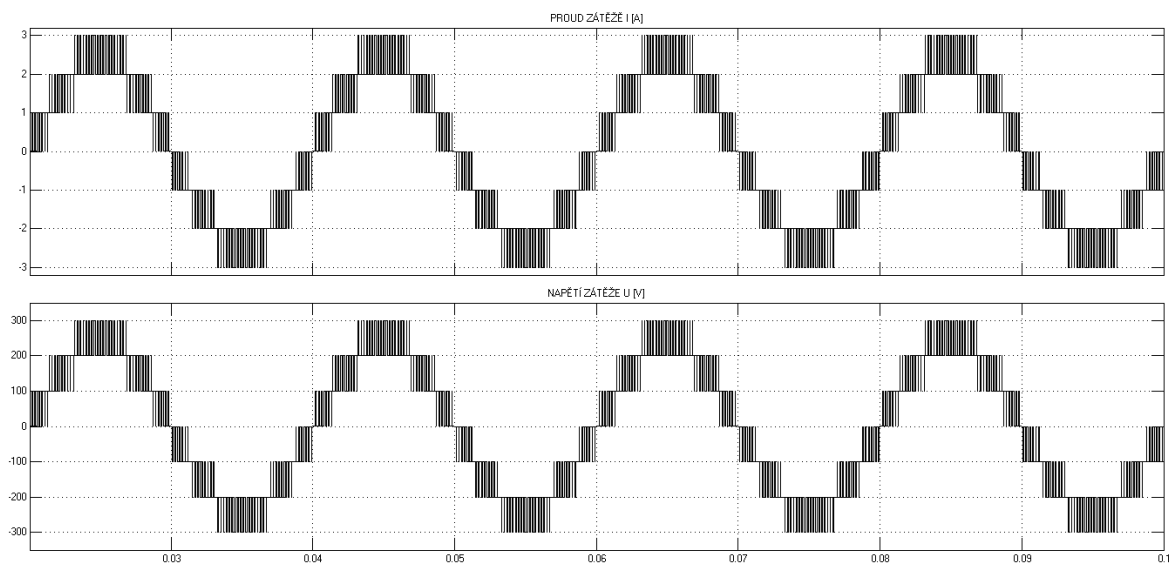
Obr. 5. 11. Obvod řízení pro symetrický střídač se třemi zdroji a šesti spínači, modulační metoda PD

Výstupní průběhy řídicího obvodu jsou zachyceny na Obr. 5. 12.

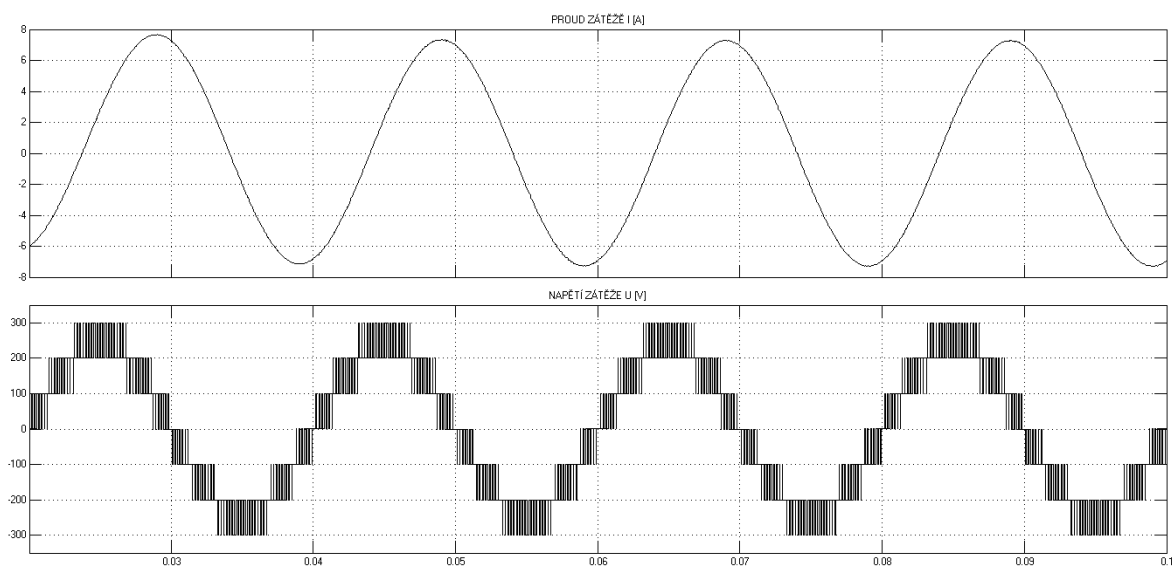


Obr. 5. 12. Průběh zapínacích pulzů pro jednotlivé spínače při $f_{sw} = 1 \text{ kHz}$, modulačním indexu $M = 0,8$ a modulační metodě PD

Změřené výstupní průběhy proudu a napětí na R, RL zátěži jsou znázorněny na Obr. 5. 13., Obr. 5. 14.



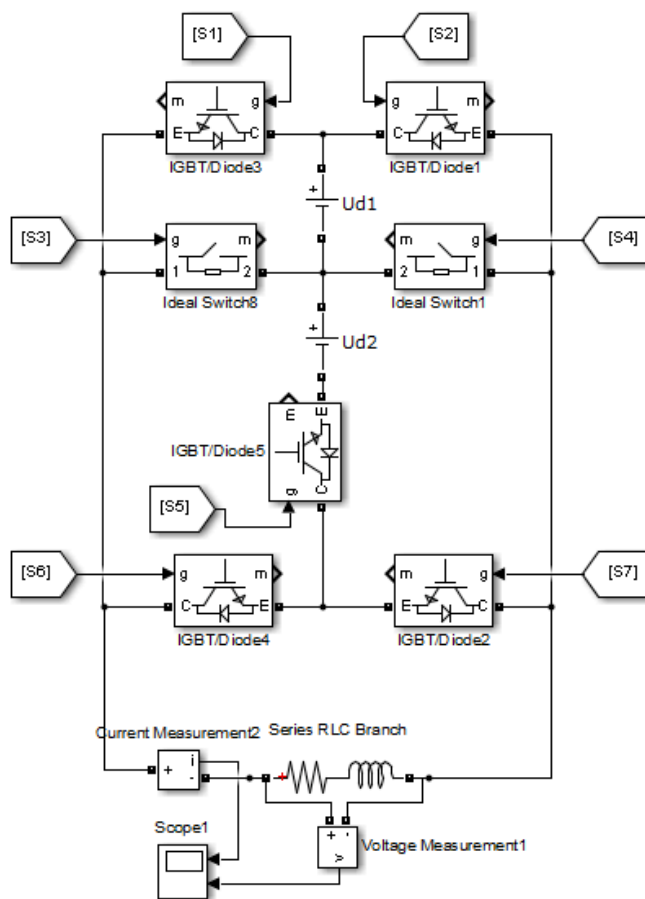
Obr. 5. 13. Časový průběh proudu a napětí na odporové zátěži, $R = 100 \, \Omega$, $f_{sw} = 5 \, \text{kHz}$, modulační index $M = 0,8$, modulace PD, proud horní průběh, napětí dolní průběh



Obr. 5. 14. Časový průběh proudu a napětí na odporově induktivní zátěži, $R = 10 \, \Omega$, $L = 100 \, \text{mH}$, $f_{sw} = 5 \, \text{kHz}$, modulační index $M = 0,8$, modulace PD, proud horní průběh, napětí dolní průběh

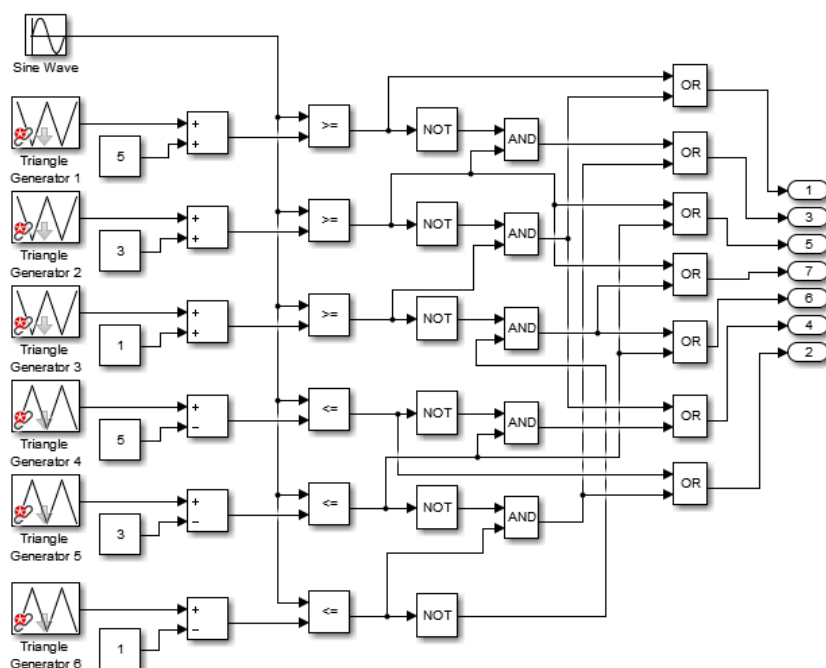
5.5. Simulace asymetrického střídače se dvěma zdroji a sedmi spínači

Asymetrický střídač složený ze 7 spínačů a 2 zdrojů, je popsán v podkapitole 3.2. Schéma zapojení v programu Matlab/SIMULINK je zobrazen na Obr. 5. 15. Z důvodu asymetrického provedení je hodnota napětí zdroje $U_{d1} = 100 \text{ V}$ a velikost napětí zdroje U_{d2} je dvojnásobná, tedy 200 V .



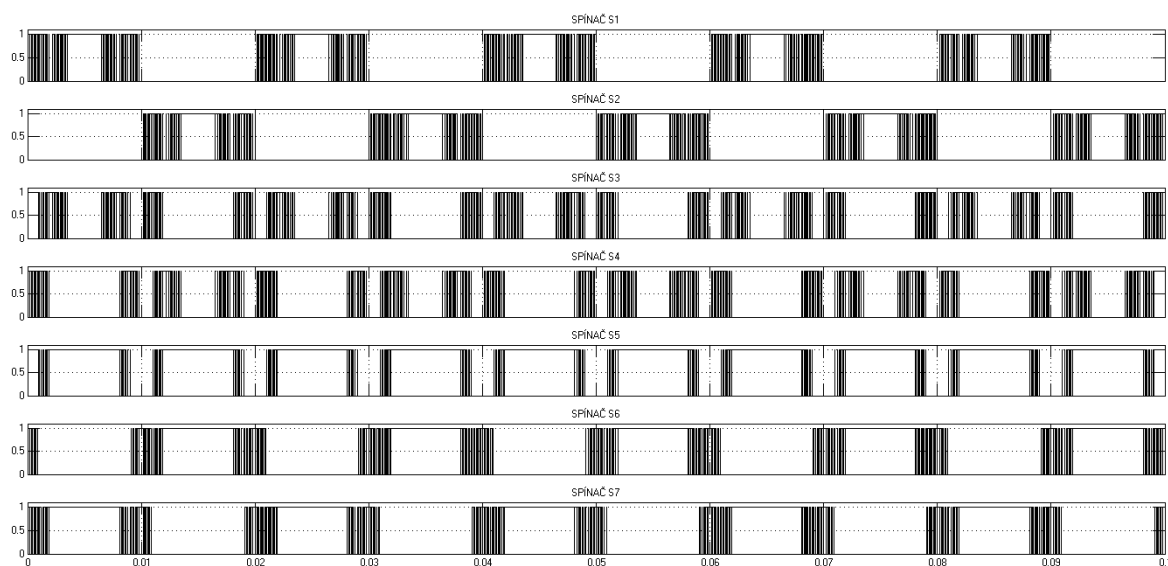
Obr. 5. 15. Schéma simulovaného asymetrického střídače se dvěma zdroji a sedmi spínači

Zapojení řídicí logiky je na Obr. 5. 16. Schéma je sestaveno pro modulační metodu subharmonické PWM POD.



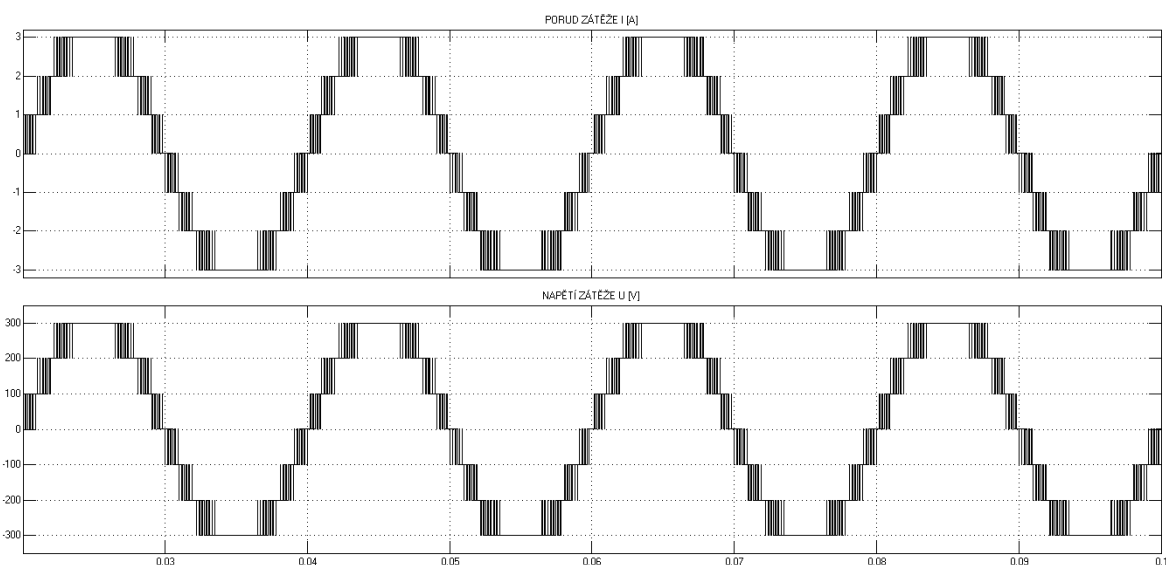
Obr. 5. 16. Obvod řízení pro asymetrický střídač se dvěma zdroji a sedmi spínači, modulační metoda POD

Průběh zapínacích pulzů generovaných obvodem řízení je zobrazen na Obr. 5. 17.

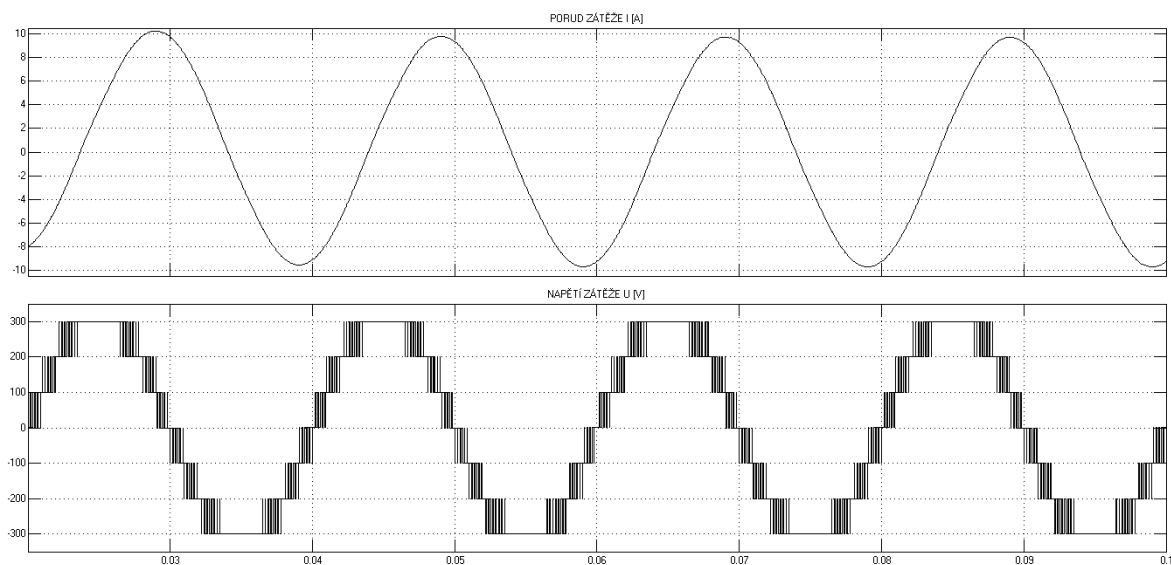


Obr. 5. 17. Průběh zapínacích pulzů pro jednotlivé spínače při $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$, modulačním indexu $M = 1,1$ a modulační metodě POD

Proud a napětí změřené na zátěži popisují Obr. 5. 18. a Obr. 5. 19.



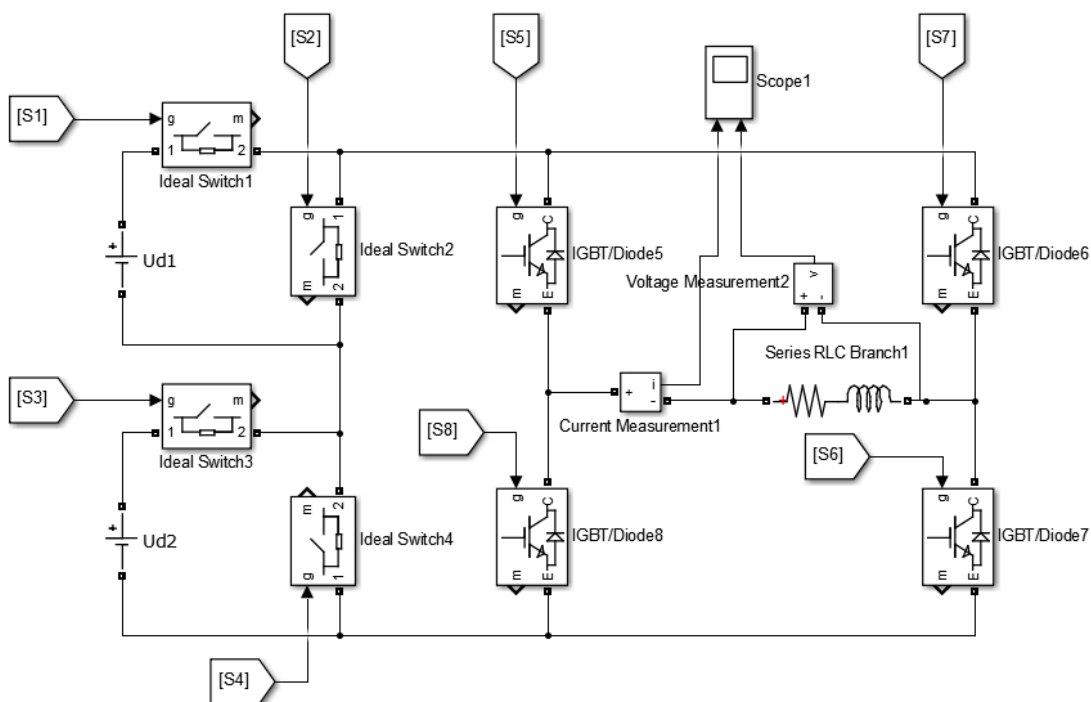
Obr. 5. 18. Časový průběh proudu a napětí na odporové zátěži, $R = 100 \, \Omega$, $f_{sw} = 5 \, \text{kHz}$, modulační index $M = 1,1$, modulace POD, proud horní průběh, napětí dolní průběh



Obr. 5. 19. Časový průběh proudu a napětí na odporově induktivní zátěži, $R = 100 \, \Omega$, $f_{sw} = 5 \, \text{kHz}$, modulační index $M = 1,1$, modulace POD, proud horní průběh, napětí dolní průběh

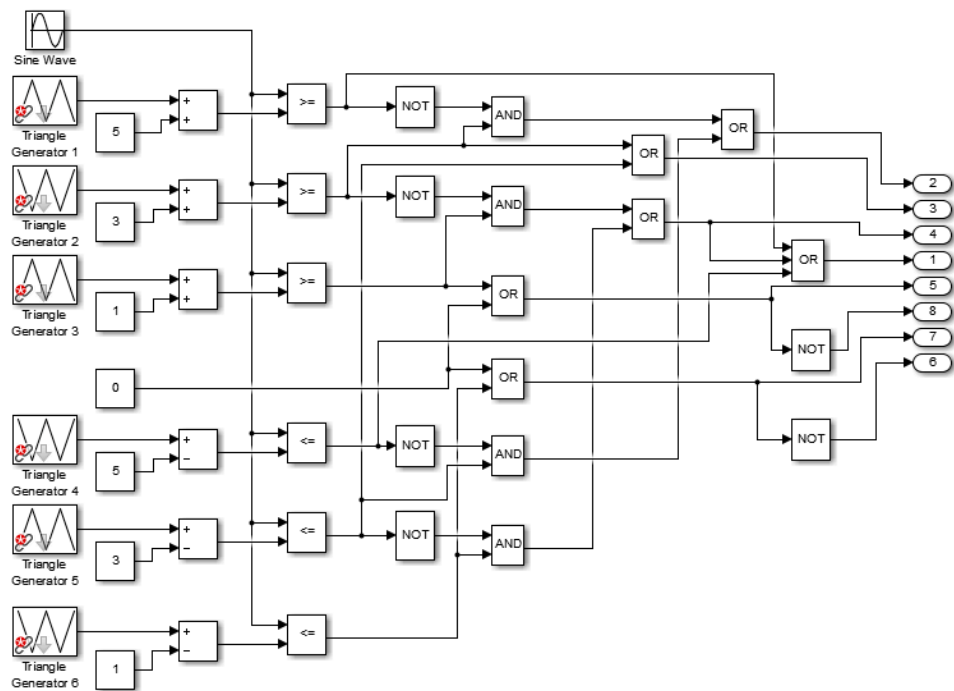
5.6. Simulace asymetrického střídače se dvěma zdroji a osmi spínači

Jedná se o sedmiúrovňovou asymetrickou variantu střídače rozebraného v podkapitole 3.4. Velikost napětí zdroje U_{d1} je nastavena na 100 V, zdroj U_{d2} byl volen dle třetí metody popsané v podkapitole 3.4, tedy $U_{d2} = 200$ V. Zapojení simulovaného střídače je na Obr. 5. 20.



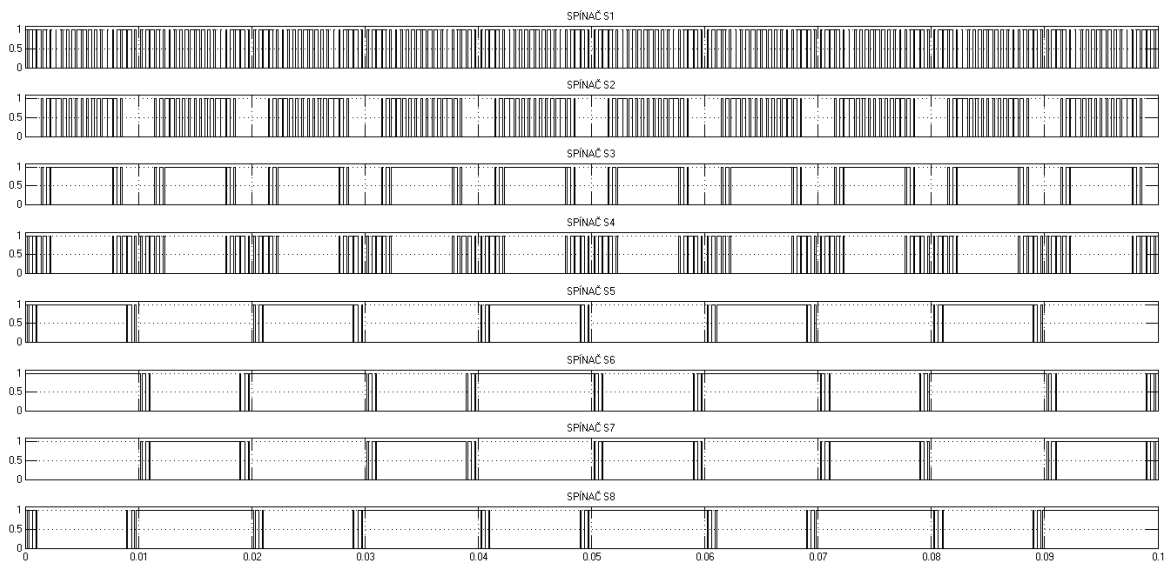
Obr. 5. 20. Schéma simulovaného asymetrického střídače se dvěma zdroji a osmi spínači

Řídicí obvod střídače pro modulační metodu PWM APOD je na Obr. 5. 21.



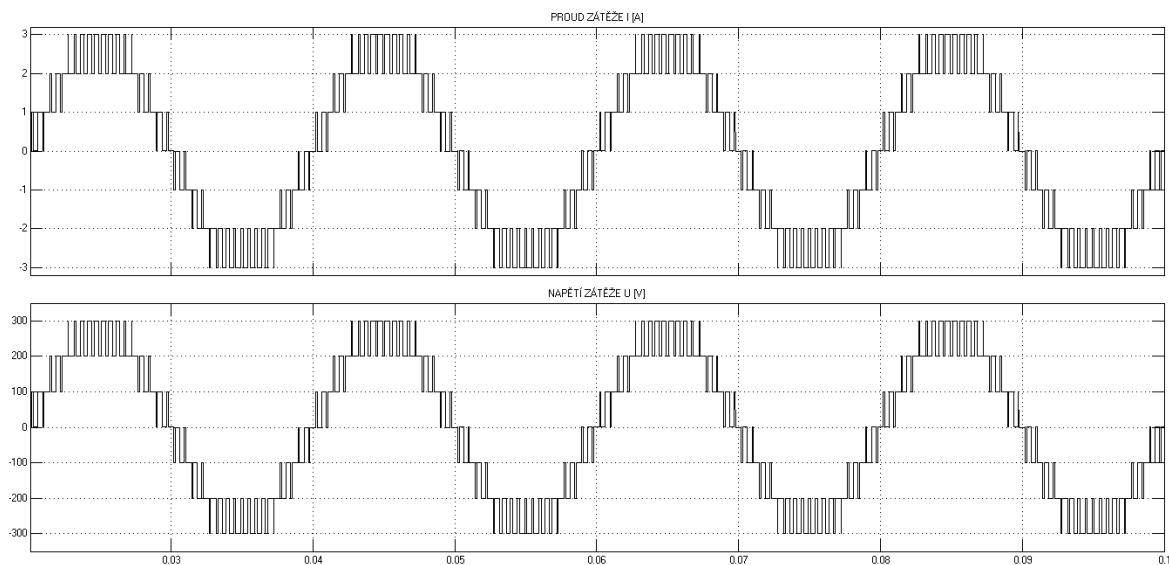
Obr. 5. 21. Obvod řízení pro asymetrický střídač se dvěma zdroji a osmi spínači, modulační metoda APOD

Zapínací pulzy pro řízení střídače jsou zachyceny na Obr. 5. 22.

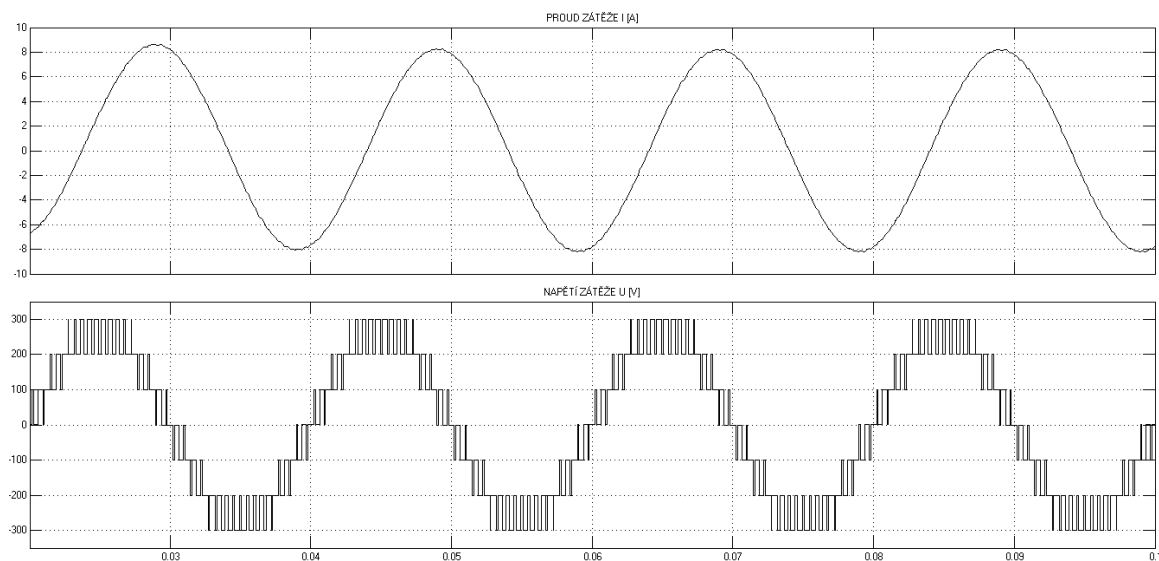


Obr. 5. 22. Průběh zapínacích pulzů pro jednotlivé spínače při $f_{sw} = 2\text{kHz}$, modulačním indexu $M = 0,9$ a modulační metodě APOD

Změřené proudy a napětí na zátěži jsou zobrazeny na Obr. 5. 23. a Obr. 5. 24.



Obr. 5. 23. Časový průběh proudu a napětí na odporové zátěži, $R = 100 \, \Omega$, $f_{sw} = 2 \, \text{kHz}$, modulační index $M = 0,9$, modulace APOD, proud horní průběh, napětí dolní průběh



Obr. 5. 24. Časový průběh proudu a napětí na odporově induktivní zátěži, $R = 10 \, \Omega$, $L = 100 \, \text{mH}$, $f_{sw} = 2 \, \text{kHz}$, modulační index $M = 0,9$, modulace APOD, proud horní průběh, napětí dolní průběh

6. Výsledky

Níže jsou uvedeny veškeré údaje, které byly získány simulací nebo výpočtem. Data, popisující THD a celkové ztráty jednotlivých konfigurací, slouží k vyhodnocení ideální topologie a její metody řízení.

6.1. Hodnoty THD

Způsob určení THD je popsán v podkapitole 5.2.

6.1.1. Sedmiúrovňové střídače

Tab. 6.1.: Hodnoty THD určené pro maximální frekvenci 2 kHz a modulační metodu PD

f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	141,64	92,20	52,41	34,68	34,15	28,09	20,35	20,34	19,02	14,61	12,23	12,77
2	124,46	86,47	47,55	30,50	31,29	25,57	17,61	18,11	17,39	13,03	11,24	11,87
3	2,83	1,40	0,98	1,04	1,00	1,25	1,01	1,14	1,11	1,17	4,39	7,86
4	2,49	0,98	0,70	0,61	0,51	0,52	0,48	0,57	0,44	0,45	3,85	7,42
5	2,21	0,90	0,71	0,47	0,42	0,38	0,38	0,29	0,30	0,36	3,82	7,39

Tab. 6.2.: Hodnoty THD určené pro Nyquistovu frekvenci a modulační metodu PD

f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	180,56	106,27	64,25	44,16	40,19	33,26	24,88	24,19	22,50	17,84	14,49	15,12
2	181,95	106,09	64,84	44,64	40,29	33,53	25,27	24,31	22,43	18,16	15,67	15,67
3	180,83	106,34	64,57	44,50	40,28	33,52	25,28	24,35	22,46	18,18	15,73	15,58
4	180,90	106,32	64,48	44,51	40,33	33,49	25,34	24,35	22,43	18,22	15,76	15,60
5	181,03	106,03	64,54	44,47	40,35	33,50	25,30	24,36	22,46	18,15	15,77	15,64

Tab. 6.3.: Hodnoty THD určené pro maximální frekvenci 2 kHz a modulační metodu POD

f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	141,31	92,12	52,53	34,86	34,38	27,09	18,70	20,07	14,76	13,73	10,88	13,45
2	89,78	63,12	35,18	22,95	22,88	118,69	13,51	13,29	12,78	9,94	9,26	10,52
3	3,03	1,26	0,72	0,75	0,77	0,61	0,74	1,14	1,01	0,98	3,96	7,50
4	2,33	0,95	0,72	0,56	0,48	0,46	0,45	0,47	0,41	0,31	3,83	7,49
5	2,38	0,91	0,70	0,50	0,43	0,38	0,39	0,25	0,24	0,28	3,82	7,43

Tab. 6.4.: Hodnoty THD určené pro Nyquistovu frekvenci a modulační metodu POD

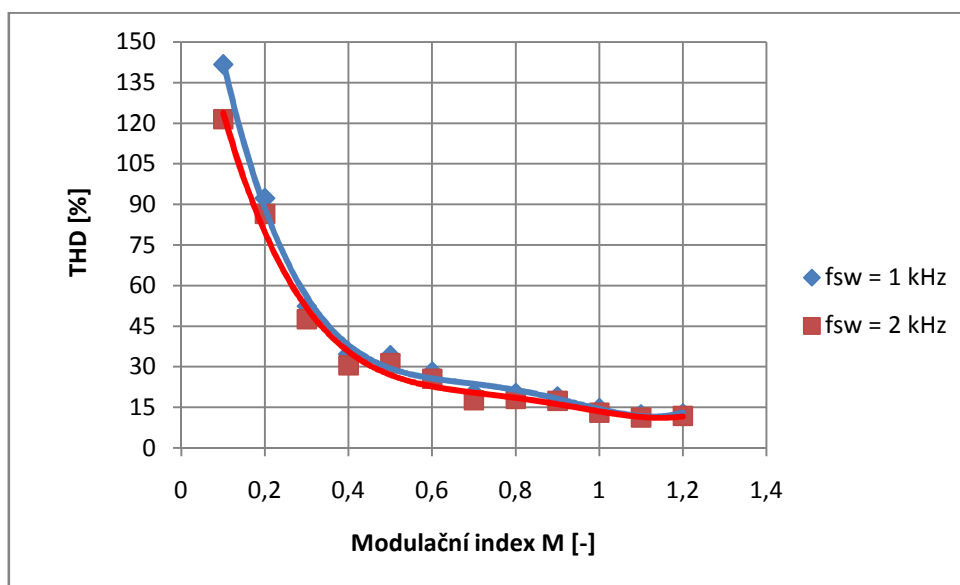
f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	179,83	105,67	63,72	43,59	39,43	32,97	24,17	22,87	21,26	15,98	13,41	16,17
2	181,23	106,11	64,75	44,44	40,20	33,40	25,06	24,17	22,14	18,05	15,48	15,64
3	180,81	106,39	64,27	44,33	40,25	33,42	25,23	24,28	22,45	18,09	15,66	15,55
4	181,71	106,27	64,25	44,45	40,27	33,42	25,24	24,30	22,38	18,19	15,68	15,55
5	180,57	106,04	64,36	44,42	40,27	33,51	25,31	24,35	22,40	18,09	15,73	15,62

Tab. 6.5.: Hodnoty THD určené pro maximální frekvenci 2 kHz a modulační metodu APOD

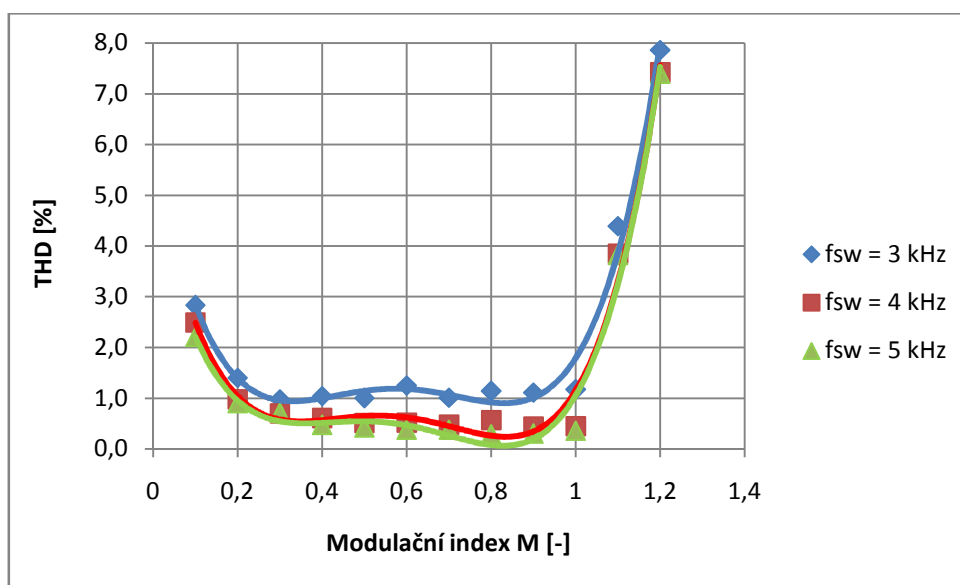
f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	142,00	92,29	52,29	34,63	34,14	28,23	21,95	22,23	19,05	13,37	13,57	13,69
2	90,28	62,62	34,94	22,85	22,98	18,78	13,52	13,37	12,76	9,88	9,25	10,58
3	2,63	1,19	0,66	0,43	0,49	0,31	0,27	0,27	0,28	0,24	3,82	7,41
4	2,67	0,91	0,61	0,46	0,33	0,33	0,26	0,27	0,22	0,23	3,80	7,37
5	2,11	0,91	0,64	0,48	0,36	0,35	0,25	0,22	0,24	0,18	3,81	7,39

Tab. 6.6.: Hodnoty THD určené pro Nyquistovu frekvenci a modulační metodu APOD

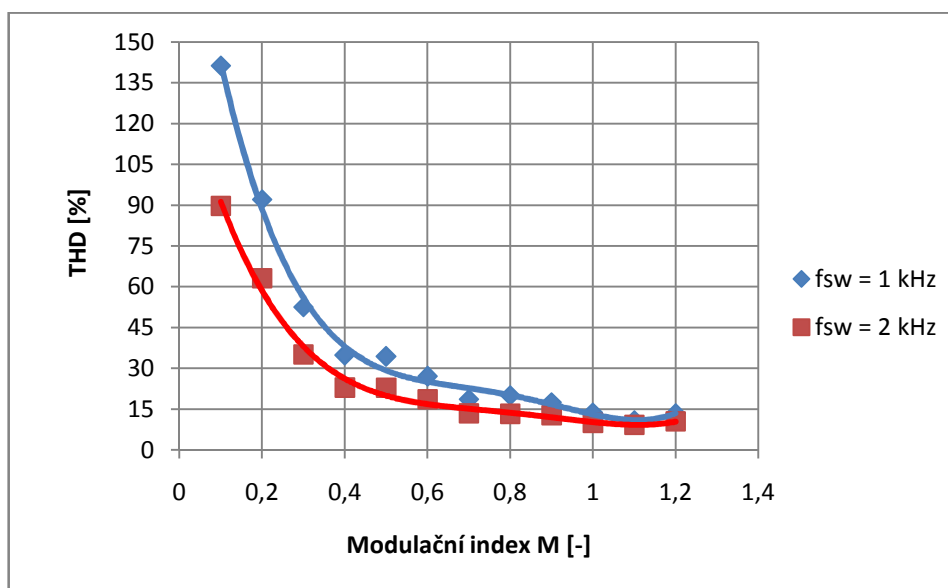
f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	181,73	107,06	64,92	44,50	41,11	33,27	27,00	25,97	22,54	17,37	15,27	16,03
2	182,86	106,17	65,00	44,84	40,52	33,75	25,50	24,46	22,77	18,06	15,68	15,83
3	180,89	106,33	64,90	44,66	40,34	33,63	25,38	24,31	22,69	18,36	15,69	15,64
4	180,22	106,41	64,75	44,67	40,44	33,52	25,45	24,41	22,41	18,26	15,74	15,66
5	181,54	106,04	64,74	44,54	40,42	33,59	25,26	24,37	22,47	12,22	15,73	15,71



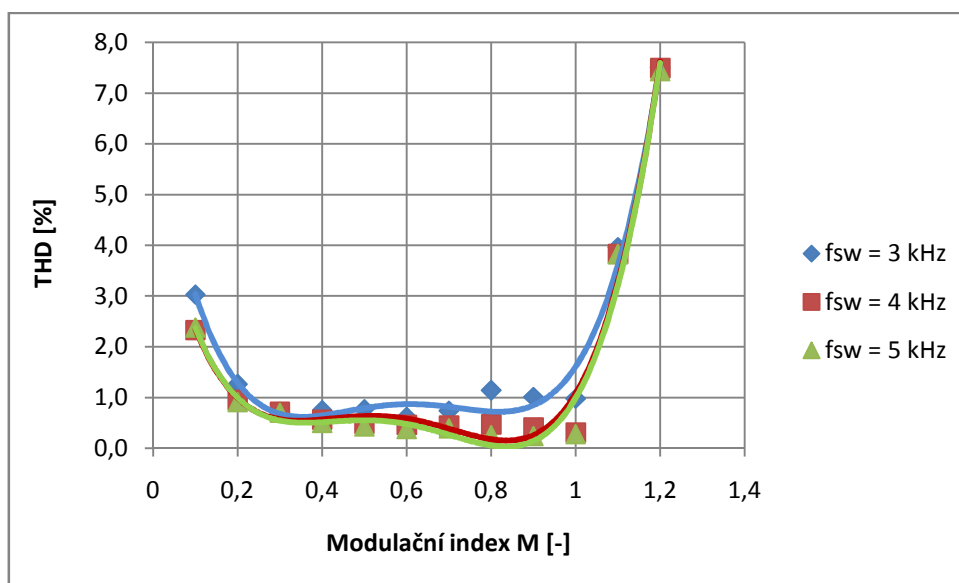
Graf 1.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (1kHz, 2kHz) a modulačním indexu při modulaci typu PD



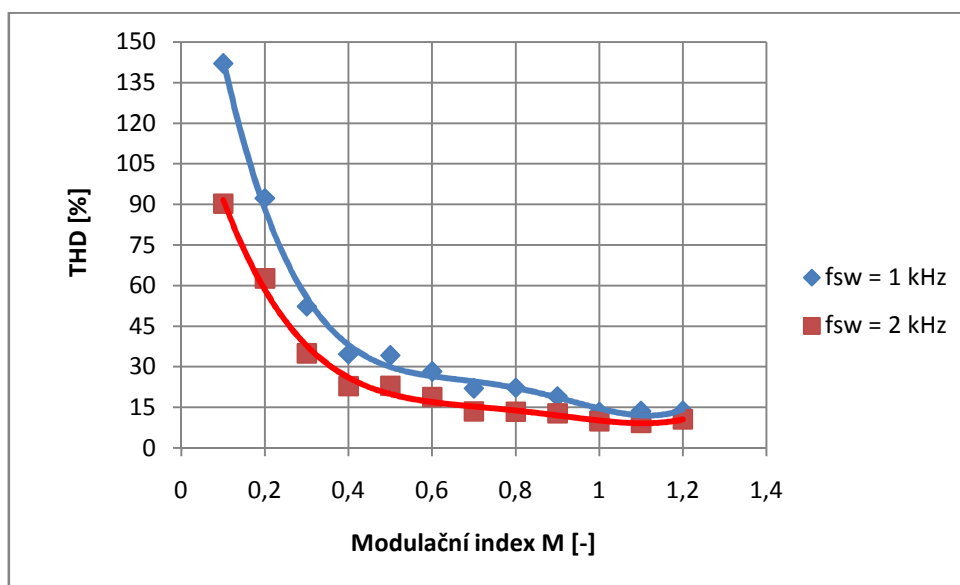
Graf 2.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (3kHz až 5kHz) a modulačním indexu při modulaci typu PD



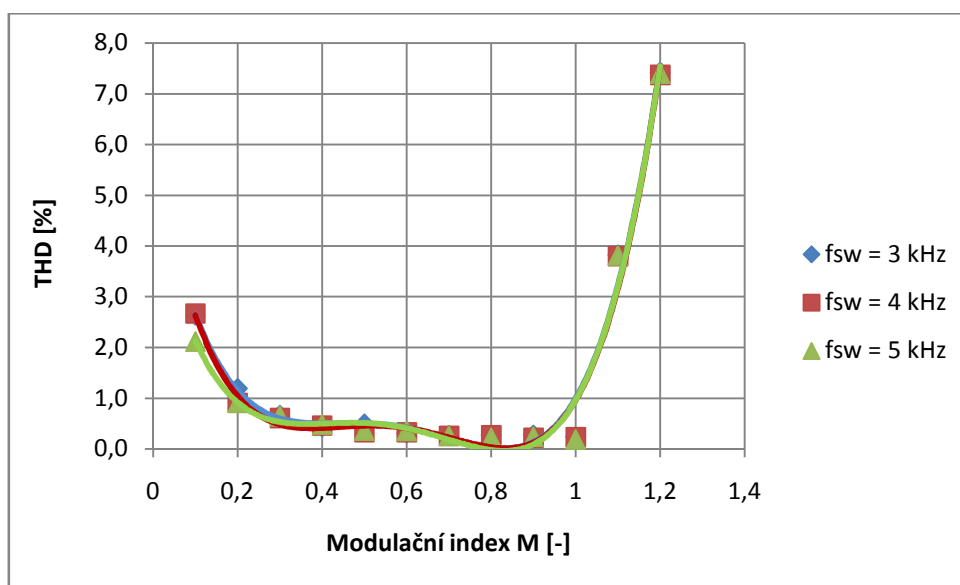
Graf 3.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (1kHz, 2kHz) a modulačním indexu při modulaci typu POD



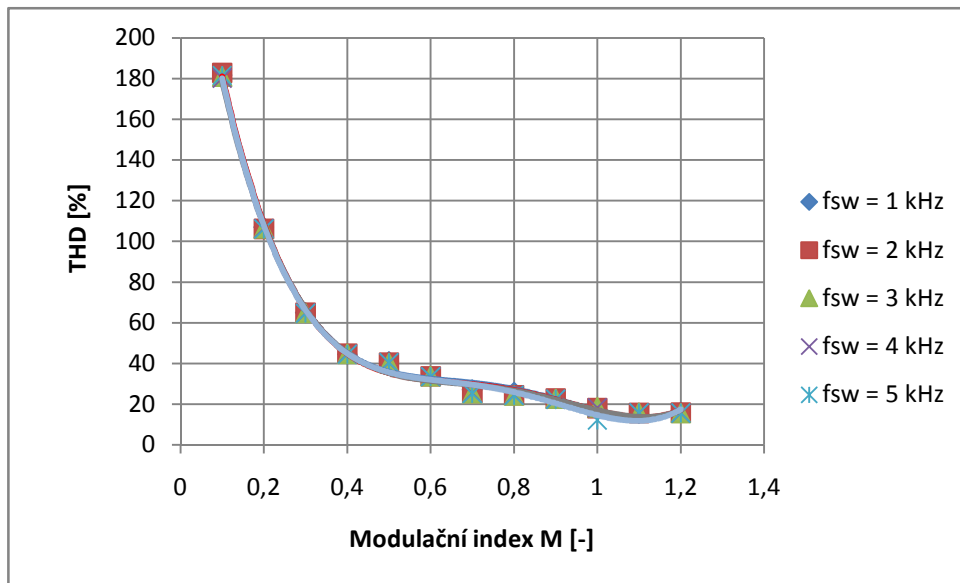
Graf 4.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (3kHz až 5kHz) a modulačním indexu při modulaci typu POD



Graf 5.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (1kHz, 2kHz) a modulačním indexu při modulaci typu APOD



Graf 6.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (3kHz až 5kHz) a modulačním indexu při modulaci typu APOD



Graf 7.: Závislost THD určeného pro Nyquistovu frekvenci na spínací frekvenci (1kHz až 5kHz) a modulačním indexu při modulaci typu APOD

6.1.2. Dvouúrovňový střídač ve trojfázovém zapojení

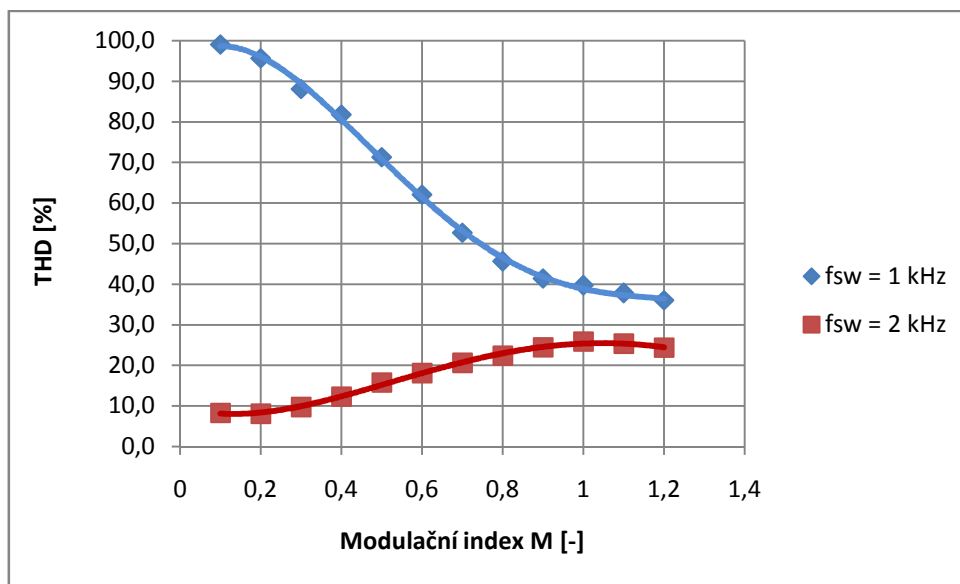
Pro možnost porovnání velikostí celkového harmonického zkreslení s konvenčním dvouúrovňovým střídačem je níže uvedená tabulka hodnot THD pro dvouúrovňový střídač ve trojfázovém zapojení s řízením pomocí komparační modulace. Zátěž střídače je odporově induktivní s $R = 10 \, \Omega$ a $L = 100 \, \text{mH}$.

Tab. 6.7.: Hodnoty THD určené pro maximální frekvenci 2 kHz

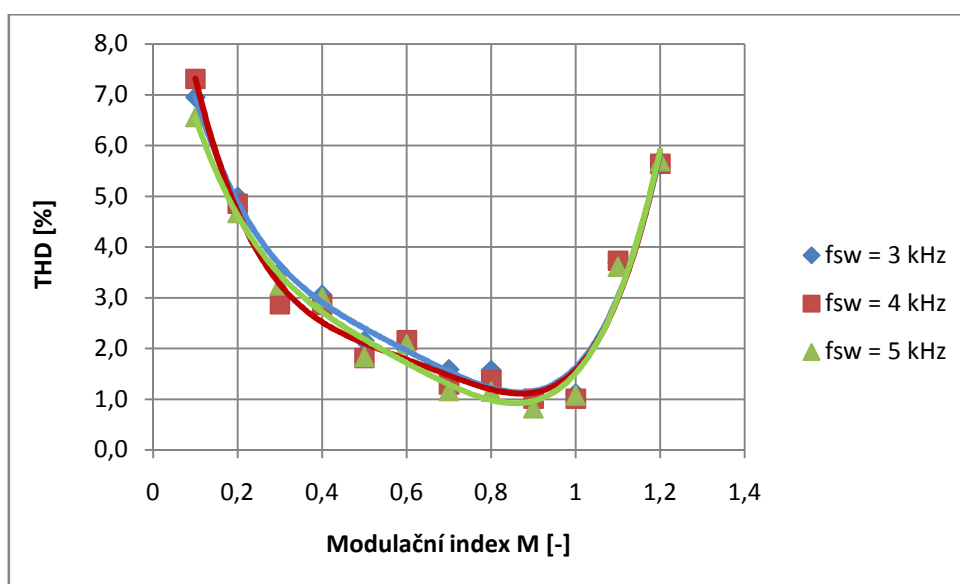
f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	99,01	95,64	88,06	81,74	71,26	62,08	52,65	45,62	41,38	39,71	37,80	36,03
2	8,28	8,09	9,74	12,30	15,79	18,10	20,63	22,40	24,47	25,85	25,35	24,35
3	6,95	4,99	3,51	3,05	2,15	2,06	1,58	1,57	0,88	1,11	3,68	5,62
4	7,31	4,85	2,87	2,86	1,81	2,16	1,29	1,38	1,01	1,01	3,73	5,64
5	6,56	4,67	3,24	3,00	1,83	2,08	1,16	1,15	0,82	1,07	3,61	5,69

Tab. 6.8.: Hodnoty THD určené pro Nyquistovu frekvenci

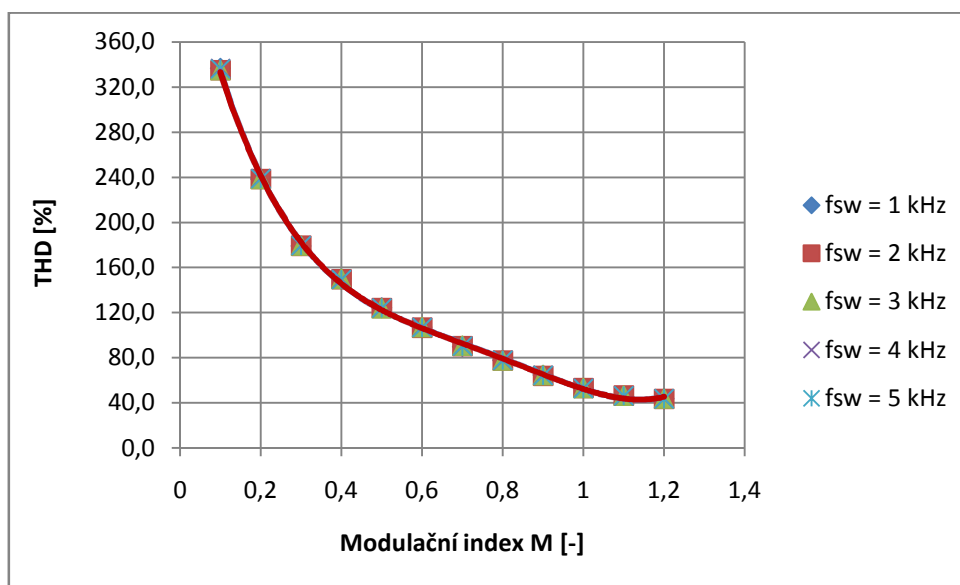
f_{sw} [kHz]	Modulační index M [-]											
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
1	336,54	238,34	179,15	150,09	124,24	107,03	89,75	77,61	64,78	53,05	46,34	43,63
2	334,92	238,52	179,28	149,68	123,98	106,60	90,35	77,50	63,95	53,03	46,43	43,55
3	335,01	238,45	179,32	149,70	123,62	106,87	90,42	77,55	64,33	52,92	46,17	43,67
4	336,69	239,07	179,52	149,69	124,01	106,96	90,32	77,61	64,43	53,06	46,16	43,61
5	335,98	238,70	179,42	149,36	123,97	106,78	90,31	77,79	64,30	52,72	46,22	43,59



Graf 8.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (1kHz, 2kHz) a modulačním indexu při komparační modulaci



Graf 9.: Závislost THD určeného pro maximální frekvenci 2 kHz na spínací frekvenci (3kHz až 5kHz) a modulačním indexu při komparační modulaci



Graf 10.: Závislost THD určeného pro Nyquistovu frekvenci na spínací frekvenci (1kHz až 5kHz) a modulačním indexu při komparační modulaci

6.2. Celkové ztráty

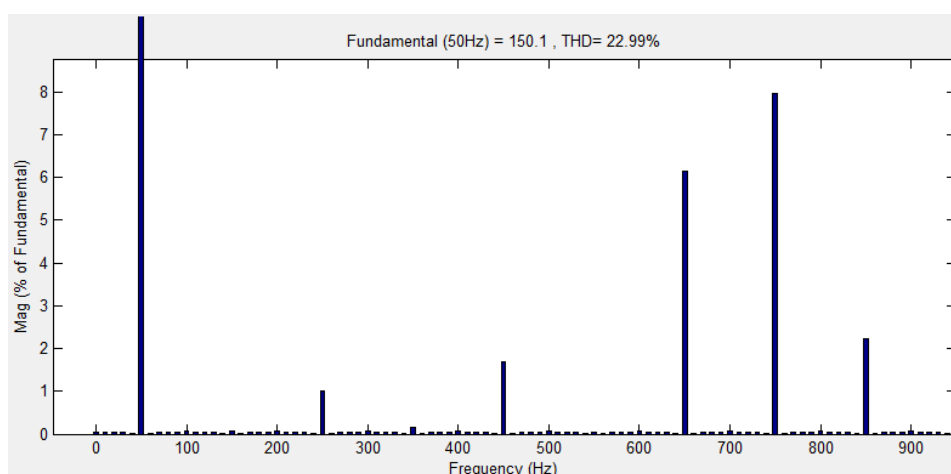
Příklad výpočtu je obsažen v příloze. Pro možnost porovnání ztrátového výkonu je v tabulce uveden i dvouúrovňový střídač ve třífázovém zapojení s odporovou zátěží $R = 100 \, \Omega$ a řízením pomocí komparační modulace. Způsob výpočtu ztrát je identický se sedmiúrovňovými topologiemi popsany v podkapitole 5.2.

Tab. 6.9.: Hodnoty celkových ztrát a účinností pro jednotlivé střídače

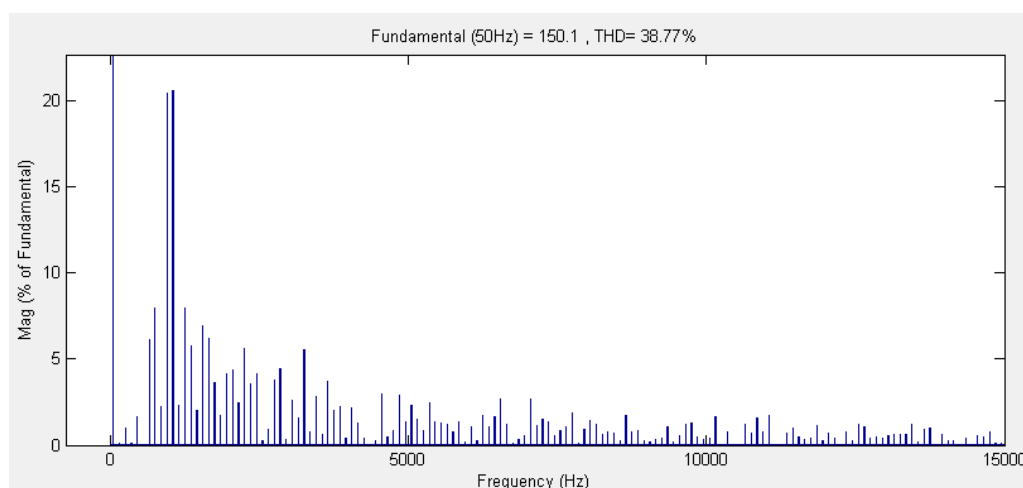
Topologie střídače	Celkové ztráty (W)	Výkon (W)	Příkon (W)	Účinnost (%)
4 zdroje a 6 spínačů	2,94	463,5	466,48	99,37
3 zdroje a 6 spínačů	3,97	463,5	467,51	99,15
2 zdroje a 7 spínačů	4,44	463,5	467,98	99,05
2 zdroje a 8 spínačů	5,43	463,5	468,97	98,84
Dvouúrovňový střídač	5,12	1016,6	1021,7	99,5

6.3. Diskuze výsledků

Celkové harmonické zkreslení bylo určováno jak pro maximální frekvenci 2 kHz, která odpovídá prvním čtyřiceti harmonickým složkám, tak i pro Nyquistovu frekvenci, která počítá s celou šířkou frekvenčního pásma. Při výpočtu využívajícího Nyquistovu frekvenci vychází THD mnohem vyšší, než u výpočtu do maximální frekvence, jelikož je THD vypočítáváno z celé šířky frekvenčního pásma. Při určování THD do maximální frekvence 2 kHz (prvních 40 harmonických) se pro spínací frekvence 1 kHz a 2 kHz projevují zkreslení vznikající na frekvenci rovné spínací frekvenci. Z tohoto důvodu vycházejí hodnoty THD vyšší, než u hodnot pro $f_{sw} = 3$ až 5 kHz, jelikož se u těchto hodnot neprojevují zkreslení vzniklé na spínací frekvenci, která je až za hodnotou, do které se THD určuje. Velikost určené hodnoty THD tedy závisí na frekvenci, do které se THD určuje, respektive jestli se v tomto pásmu nachází násobky spínací frekvence, na kterých vzniká významnější zkreslení.



Obr. 6. 1. THD určené pro maximální frekvenci 950 Hz u střídače se třemi zdroji a šesti spínači, spínací frekvenci 1kHz, modulačním indexu $M = 0,5$ a modulaci POD



Obr. 6. 2. THD určené pro maximální frekvenci 15 kHz u střídače se třemi zdroji a šesti spínači, spínací frekvenci 1kHz, modulačním indexu $M = 0,5$ a modulaci POD

7. Závěr

V první části diplomové práce byly rozebrány základní topologie víceúrovňových střídačů napětí: kaskádní střídač, střídač s upínacími diodami, střídač s plovoucími kondenzátory a modulární střídač. Jsou zde popsány principy jejich činnosti, základní zapojení, spínací algoritmy a rovněž vzájemné výhody a nevýhody.

Další část byla věnována teoretické stránce moderních topologií víceúrovňových střídačů s redukováným počtem spínacích prvků. Zde byly rozebrány čtyři topologie jak z hlediska x-úrovňových, tak i konkrétních sedmiúrovňových zapojení. Jedná se o topologie zahrnující symetrické i nesymetrické provedení střídačů, přičemž nesymetrické zapojení obsahuje menší počet napájecích zdrojů. S rostoucím počtem úrovní střídače se výrazněji projevuje výhoda moderních topologií, které oproti klasickým vyžadují minimum spínačů.

Následně jsou vysvětleny pojmy týkající se modulací a řízení střídačů. Podrobněji byla popsána nejčastěji využívaná modulační metoda víceúrovňových střídačů: Subharmonická PWM, včetně jejich tří typů: PD, POD, APOD, které se liší ve vzájemném vertikálním posunutí nosných signálů.

V praktické části jsou pomocí programu Matlab nasimulovány víceúrovňové střídače s redukováným počtem spínačů, jež byly rozebrány v kapitole 3. Jedná se o sedmiúrovňové varianty střídačů s řízením pomocí subharmonické PWM. Simulace byly provedeny pro odporovou i odporově induktivní zátěž se zaměřením na určení ztrát měniče a jeho celkového harmonického zkreslení. THD bylo určováno z napětí zátěže pro maximální spínací frekvenci 5 kHz. Funkčnost měniče byla ověřena i pro vyšší spínací kmitočty, ovšem z důvodů množství zpracovaných dat a s ohledem na rozsah práce jsou uvedeny hodnoty pouze do spínací frekvence 5 kHz. Z naměřených údajů lze pozorovat s rostoucím kmitočtem a modulačním indexem (do $M = 1$) předpokládaný trend poklesu celkového harmonického zkreslení. Jelikož jsou simulovány všechny střídače v sedmiúrovňovém provedení, mají průběhy výstupního napětí totožné, a tomu odpovídají i shodné velikosti určeného THD. Změna THD nastane při změně počtu úrovní střídače. Tuto změnu můžeme pozorovat u hodnot THD, určených pro dvouúrovňový střídač, kde dosahují vyšších hodnot než u sedmiúrovňových střídačů. Z hlediska THD nelze tedy ze simulovaných topologií určit nejvhodnější, ale co se týče modulačních metod, jednoznačně nejlepších výsledků dosahuje metoda APOD subharmonické PWM. Dalším faktorem, posuzujícím kvalitu střídače, jsou jeho ztráty, které byly manuálně vypočteny pro zvolený typ spínače SKM75GB12T4. Jednalo se o velmi zdoluhavý a obtížný proces určování ztrát, proto byla zvolena pouze odporová zátěž se spínacím kmitočtem střídače 1 kHz, modulačním indexem 1 a modulační metodou subharmonická PWM APOD. Z vypočtených ztrát jsou následně zjištěny účinnosti měničů, ze kterých v sedmiúrovňovém provedení nejlépe vychází topologie se čtyřmi zdroji a šesti spínači, nicméně účinnost dvouúrovňového střídače je stále vyšší.

8. Literatura

- [1] OMAR, R., et al. Optimalization of a Three Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters for Harmonic Elimination. In *Aust. J. Basic & Appl. Sci.*, September 2016, 10(14), pp. 225-240, ISSN: 1991-8178.
- [2] PANDA, Y. *Analysis of cascaded multilevel inverter induction motor drives*. Rourkela: NIT 2011. Thesis, National Institute of Technology, Rourkela.
- [3] KOBRLE, P. *Control Strategy of Five-level Flying Capacitor Inverter*. Praha: ČVUT 2014. Disertační práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [4] GNANA, P. M., BALAMURUGAN, M., UMASHANKAR, S. A New Multilevel Inverter with Reduced Number of Switches. In *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, July 2014, Vol. 5, No. 1, pp. 63-70, ISSN: 2088-8694.
- [5] AHMED, R. A., MEKHILEF, S., PING, H. W. New multilevel inverter topology with reduced number of switches. In *Proceedings of the 14th International Middle East Power System Conference (MEPCON'10)*. Egypt: Cairo University, December 19-21, 2010, Paper ID 236.
- [6] BABAEI, E., HOSSEINI, S. H. New cascaded multilevel inverter topology with minimum number of switches. In *Energy Conversion and Management*, November 2009, (50), pp. 2761-2767.
- [7] JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. 1. vyd. Praha: Grada Publishing a. s., 2003. 261 s. ISBN 80-247-0507-9.
- [8] BARGE, S. A., JAGTAP, S. R. Harmonic Analysis of Sinusoidal Pulse Width Modulation. In *International Journal of Advanced Electrical and Electronics Engineering (IJAEEE)*, 2013, Vol.2, Issue 5, pp. 13-16, ISSN: 2278-8948.
- [9] GEBREEL, A. A. G. M. *Simulation and implementation of two-level and three-level inverters by MATLAB and RT-LAB*. Columbus: OSU 2011. Thesis. The Ohio State University.
- [10] KOMOLAFE, O. A., OLAYIWOLA, O. I. Gapped alternate posed opposite disposition- pulse width modulation control for multilevel inverters. In *ASPEN Journal of Engineering and Applied Sciences*, April 2014, Vol. 9, No. 4, pp. 560-567, ISSN: 1819-6608.
- [11] CHINTALA, L. R., PEDDAPELLI, S. K., MALAJI, S. Improvement in performance of cascaded multilevel inverter using triangular multi carrier SVPWM. In *Advances in electrical and electronic engineering*, December 2016, Vol. 14, No. 5, pp. 562-570, ISSN: 1336-1376, 1804-3119.
- [12] HOLMES, D. G., LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation For Power Converters*. USA: IEEE PRESS, 2003. 724 s. ISBN 0-471-20814-0.
- [13] STEJSKAL, P. *Modulační techniky pro víceúrovňové střídače*. Praha: ČVUT 2015. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [14] SEMIKRON, datasheet [online]. Rev. 3-03.09.2013. [cit. 2017-04-13]. URL: <<https://www.semikron.com/>>